



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR.

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA
GRUPO DE SISTEMAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

***MODELADO Y DISEÑO DEL CONTROL DE UN
CONVERTIDOR ELEVADOR CON CONTROL EN MODO
CORRIENTE DE PICO.***

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉCNICA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL.

AUTORA: **YENY VÁZQUEZ GUTIÉRREZ**

DIRECTORA: **ISABEL QUESADA REDONDO**

Febrero 2011

AGRADECIMIENTOS.

Quiero agradecer a mis padres

por su apoyo incondicional y su fé en mí.

*Especialmente a mi padre, a quien admiro desde siempre y que es para mí
un referente de cómo ser en la vida.*

A mi madre porque siempre está disponible cuando la necesito.

A mi hermano por los ratos divertidos que me regala.

*A mis abuelos Ori y Otilio, Avelino y en especial a mi abuela Sarah,
que continuamente me han animado a superarme.*

A Toni por su paciencia durante mi aprendizaje.

*A Vilo por sus consejos, por su apoyo y aclaraciones en momentos de
agobio.*

*A mis amigos: Irene, Adrián, Itziar, Alina, Bea, Pablo, Dairon (muchas
gracias por ayudarme a crear algunas imágenes de este proyecto), por los
buenos y malos ratos que hemos compartido.*

Índice.

ÍNDICE DE FIGURAS	IV
RELACIÓN DE ABREVIATURAS.	IX
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.	11
1.1 Motivación	12
1.2 Objetivos	14
1.3 Estructura de la memoria	14
CAPÍTULO 2. ESTUDIO DEL ESTADO DE LA TÉCNICA	17
2.1 Estado de la técnica de los tipos de control para convertidores DC/DC.	18
2.1.1 Control en modo tensión.	20
2.1.2 Control en modo corriente promediada.	22
2.1.3 Control en modo corriente de pico.	24
2.2 Estado de la técnica de los tipos de modelado para el control en modo corriente de pico	26
2.2.1 Modelado de la planta y del modulador a la vez	27
2.2.2 Modelado del modulador y de la planta de forma independiente.	27
2.3 Ventajas e inconvenientes del estado de la técnica y la solución elegida.	28
CAPÍTULO 3. MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CONTROLADO POR CORRIENTE DE PICO.	29
3.1 Estructura básica del control en modo corriente de pico.	30
3.2 Sensado de la corriente.	34
3.3 Rampa de compensación. Valor óptimo.	36
3.4 Modelado del convertidor en modo corriente de pico.	45
3.4.1 Estructura general del modelo	46
3.4.2 Modelo básico del modulador.	47

3.4.3	Modelo preciso del modulador incluyendo los efectos del muestreo.	51
3.4.4	Obtención de las funciones de transferencia de la planta en bucle abierto.	53
3.4.4.1	Modo de conducción continuo.	55
3.4.4.2	Modo de conducción discontinuo.	60
3.4.5	Obtención de las funciones de transferencia del lazo interno de corriente.	64
3.5	Listado de las funciones de transferencia.	71
3.6	Breve análisis de los efectos físicos de los elementos de la planta y del modulador sobre el convertidor.	72
3.6.1	Planta	72
3.6.2	Modulador	72
3.6.3	Lazo interno de corriente.	77
3.7	Conclusiones.	77
CAPÍTULO 4.	DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR.	79
4.1	Selección del circuito integrado de control (UC 3843)	80
4.2	Análisis y parametrización del circuito de control. Generación de la rampa de compensación.	84
4.3	Diseño del regulador.	88
4.4	Circuito propuesto.	89
CAPÍTULO 5.	VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN.	91
5.1	Validación de los modelos en el dominio de la frecuencia.	92
5.1.1	Diagrama de bode de la planta en MCC y MCD	92
5.1.2	Diagrama de bode del lazo interno de corriente en MCC y MCD.	96
5.2	Validación del convertidor elevador en lazo cerrado en el dominio temporal.	98
5.3	Conclusiones	102
CAPÍTULO 6.	CONCLUSIONES.	105
CAPÍTULO 7.	PRESUPUESTO.	109
CAPÍTULO 8.	ANEXOS	113

8.1	Desarrollo de ecuaciones.	114
8.1.1	Ecuaciones de la planta para el modo de conducción continuo.	115
8.1.2	Ecuaciones de la planta para el modo de conducción discontinuo.	123
8.1.3	Ecuaciones del lazo interno de corriente.	129
8.2	Datasheet UC3843.	139
	LISTA DE ARTÍCULOS	148

Índice de Figuras

Figura 1.1 Fuente de alimentación de un ordenador de sobremesa.	12
Figura 1.2 Esquema eléctrico para el sistema híbrido de un coche.	13
Figura 2.1 Convertidor elevador con control.	18
Figura 2.2 Efectos de una perturbación sobre sistemas de distinto orden.	19
Figura 2.3 Circuito con doble realimentación.	20
Figura 2.4 Control en modo tensión de un convertidor elevador.	21
Figura 2.5 Señales significativas del control en modo tensión de un convertidor elevador.	22
Figura 2.6 Circuito del convertidor elevador en ACM.	23
Figura 2.7 Señales significativas del control ACM de un convertidor elevador.	23
Figura 2.8 Circuito del convertidor elevador en CMC.	25
Figura 2.9 Señales significativas del control CMC de un convertidor elevador.	25
Figura 3.1 Convertidor elevador con control en modo tensión.	31
Figura 3.2 Lazo interno de corriente del control "Modo Corriente de Pico"	31
Figura 3.3 Evolución de las señales del lazo interno de corriente del control en modo corriente de pico en MCC.	33
Figura 3.4 Evolución de las señales del lazo interno de corriente del control en modo corriente de pico en MCD.	34
Figura 3.5 Sensado de i_s mediante resistencia externa situada sobre el transistor.	34
Figura 3.6 Sensado de i_s mediante resistencia externa situada bajo el transistor.	35
Figura 3.7 Sensado de i_s mediante resistencia interna.	35
Figura 3.8 Transformador de corriente.	35
Figura 3.9 Corriente a través del transistor (señalado con la flecha roja). Imagen tomada de la referencian[15].	36
Figura 3.10 Filtro paso bajo de la salida del sensor. Se define la salida $v = i_s \cdot R_s$	36
Figura 3.11 Evolución genérica de la corriente a través de la bobina.	37
Figura 3.12 Corriente en la bobina en régimen permanente y corriente en la bobina perturbada.	38
Figura 3.13 Detalle de la corriente en la bobina en equilibrio y perturbada.	39
Figura 3.14 Cálculo del valor de la perturbación de la corriente en la bobina	40
Figura 3.15 Circuito del lazo interno de corriente con compensación de rampa artificial.	42
Figura 3.16 Formas de onda de las señales del lazo interno de corriente.	43
Figura 3.17 Análisis de la evolución de la perturbación en la corriente en la bobina al añadir la rampa de compensación.	43
Figura 3.18 Modelo preciso del lazo interno de corriente.	46
Figura 3.19 Formas de onda de la corriente de control, corriente en la bobina y rampa de compensación.	47
Figura 3.20 Modelo del modulador.	51

Figura 3.21 Modelo preciso del modulador.	53
Figura 3.22 Modelo genérico del convertidor elevador.	53
Figura 3.23 Modelo de la planta del convertidor elevador.	54
Figura 3.24 Configuraciones no permitidas en el promediado del circuito del convertidor.	55
Figura 3.25 Circuito equivalente con red de conmutación sustituida por fuentes dependientes.	55
Figura 3.26 Evolución temporal de la corriente en el transistor y tensión en el diodo de con convertidor elevador.	56
Figura 3.27 Circuito del convertidor elevador promediado y linealizado.	57
Figura 3.28 Modelo de la planta para calcular la relación entre la salida y el ciclo de trabajo.	57
Figura 3.29 Circuito en pequeña señal del convertidor elevador.	57
Figura 3.30 Corriente de la fuente inyectada al resto del convertidor.	60
Figura 3.31 Corriente inyectada a la carga RC.	60
Figura 3.32 Corriente instantánea inyectada por la fuente al convertidor.	61
Figura 3.33 Tensión aplicada a la bobina durante un período de conmutación.	61
Figura 3.34 Corriente instantánea inyectada a la carga RC.	62
Figura 3.35 Corriente inyectada a la red de salida RC.	64
Figura 3.36 Modelo preciso del bucle interno de corriente del convertidor elevador controlado en modo corriente de pico.	65
Figura 3.37 Diagrama de bloques de la función de transferencia $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g}$.	66
Figura 3.38 Simplificación 1	67
Figura 3.39 Simplificación 2.	68
Figura 3.40 Simplificación 3.	68
Figura 3.41 Simplificación 4.	68
Figura 3.42 Simplificación 5.	69
Figura 3.43 Diagrama de bloques simplificado para hallar la función de transferencia $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g}$.	69
Figura 3.44 Diagrama de bode de la regulación de línea para distintos valores de rampa de compensación.	74
Figura 3.45 Diagrama de bode de la audiosuceptibilidad para distintos valores de rampa de compensación.	75
Figura 3.46 Diagrama de bode de la salida para distintos valores de rampa de compensación.	76
Figura 3.47 Estructura común a todas las funciones de transferencias del lazo interno de corriente.	77
Figura 4.1 Esquema del microcontrolador UC3843.	81
Figura 4.2 Encapsulado del microcontrolador UC3843.	81
Figura 4.3 Amplificador del error compensado.	82
Figura 4.4 Protección de tensión.	83
Figura 4.5 Generador de la frecuencia de conmutación (oscilador).	83

Figura 4.6 Rampa de compensación (oscilador).	84
Figura 4.7 Curvas frecuencia respecto a la resistencia del UC3843.	85
Figura 4.8 Circuito propuesto por el fabricante para generar y sumar la rampa de compensación a la corriente.	86
Figura 4.9 Regulador Tipo 2.	88
Figura 4.10 Diagramas de Bode en bucle abierto y en bucle cerrado.	89
Figura 4.11 Esquema de la planta.	89
Figura 4.12 Esquema del control.	90
Figura 5.1 Modelo de la planta del convertidor elevador.	92
Figura 5.2 Tensión de salida respecto al ciclo de trabajo (MCC).	93
Figura 5.3 Tensión de salida respecto tensión de entrada (MCC).	93
Figura 5.4 Tensión de salida respecto a la corriente de salida (MCC).	93
Figura 5.5 Corriente en la bobina respecto al ciclo de trabajo (MCC).	93
Figura 5.6 Corriente de la bobina respecto a tensión de entrada (MCC).	94
Figura 5.7 Corriente de la bobina respecto a corriente de salida (MCC).	94
Figura 5.8 Tensión de salida respecto al ciclo de trabajo (MCD).	94
Figura 5.9 Tensión de salida respecto tensión de entrada (MCC).	94
Figura 5.10 Tensión de salida respecto a la corriente de salida (MCD).	95
Figura 5.11 Corriente en la bobina respecto al ciclo de trabajo (MCD).	95
Figura 5.12 Corriente de la bobina respecto a tensión de entrada (MCD).	95
Figura 5.13 Corriente de la bobina respecto a corriente de salida (MCD).	95
Figura 5.14 Modelo lazo interno de corriente.	96
Figura 5.15 Tensión de salida respecto tensión de entrada del lazo interno de corriente.	97
Figura 5.16 Tensión de salida respecto a corriente de control del lazo interno de corriente.	97
Figura 5.17 Tensión de salida respecto a corriente de salida del lazo interno de corriente.	97
Figura 5.18 Corriente en la bobina respecto a tensión de entrada del lazo interno de corriente.	97
Figura 5.19 Corriente en la bobina respecto a corriente de control del lazo interno de corriente.	98
Figura 5.20 Corriente en la bobina respecto a corriente de salida del lazo interno de corriente.	98
Figura 5.21 Estudio de la respuesta del sistema ante escalón de entrada.	99
Figura 5.22 Estudio de la variación en el comportamiento del sistema ante escalón de carga.	100
Figura 5.23 Convertidor elevador con y sin rampa de compensación.	101
Figura 5.24 Detalle del comportamiento del sistema con rampa de compensación y sin rampa de compensación.	102
Figura 8.1 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente del convertidor elevador con control de corriente de pico.	114
Figura 8.2 Circuito en pequeña señal del convertidor elevador.	115
Figura 8.3 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (Gvg en MCC).	115
Figura 8.4 Circuito equivalente empleado en el cálculo de Gvg en MCC	115

Figura 8.5 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{vg} en MCC.	115
Figura 8.6 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{vi} en MCC).	117
Figura 8.7 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{vi} en MCC	117
Figura 8.8 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{vi} en MCC.	117
Figura 8.9 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{id} en MCC).	118
Figura 8.10 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{id} en MCC	118
Figura 8.11 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{id} en MCC.	119
Figura 8.12 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{ig} en MCC).	120
Figura 8.13 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{ig} en MCC	120
Figura 8.14 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{ig} en MCC.	120
Figura 8.15 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{ii} en MCC).	121
Figura 8.16 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{ii} en MCC	121
Figura 8.17 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{ii} en MCC.	122
Figura 8.18 Salida en pequeña señal del convertidor elevador.	125
Figura 8.19 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia B	129
Figura 8.20 Simplificación B-I	129
Figura 8.21 Simplificación B-II	129
Figura 8.22 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia C	130
Figura 8.23 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia C reordenado	131
Figura 8.24 Simplificación C-I	131
Figura 8.25 Simplificación C-II	131
Figura 8.26 Simplificación C-III	132
Figura 8.27 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia E.	133
Figura 8.28 Simplificación E-I.	133
Figura 8.29 Simplificación E-II.	133
Figura 8.30 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia D	134
Figura 8.31 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia D reordenado	134
Figura 8.32 Simplificación D-I.	135
Figura 8.33 Simplificación D-II	135
Figura 8.34 Simplificación D-III	135
Figura 8.35 Simplificación D-IV	135

Figura 8.36 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia F	137
Figura 8.37 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia F reordenado.	137
Figura 8.38 Simplificación F-I	137
Figura 8.39 Simplificación F-II.	138
Figura 8.40 Simplificación F-III	138

Relación de Abreviaturas.

MCC: Modo de conducción continuo.

MCD: Modo de conducción discontinuo.

E/A : Amplificador del error compensado.

V_{ref} : Tensión de referencia.

CCM: Control en modo corriente de pico.

ACM: Control en modo corriente promediada.

$i_L(0)$: Valor instantáneo de la corriente a través de la bobina en $t = 0$.

\tilde{i}_L : Valor instantáneo de la perturbación de la corriente en la bobina (es constante durante todo el semiciclo).

I_{L0} : Valor instantáneo de la corriente en la bobina sin perturbar en $t = 0$.

T_s : Período de conmutación.

$d = D$: Ciclo de trabajo, es el intervalo de tiempo (expresado en tanto por 1) a lo largo de un período de conmutación, durante el cual la bobina se carga también se denomina T_{on} .

$d' = D'$: Intervalo de tiempo (expresado en tanto por 1) a lo largo de un período de conmutación durante el cual la bobina se descarga. En MCC se cumple que $d' = 1 - d$.

$\langle \text{variable} \rangle$: Valor promedio de la variable estudiada.

$\tilde{v} = \hat{v}$: Ambos símbolos significan perturbación de la variable “v” estudiada.

Capítulo 1. Introducción.

Todos los sistemas de la naturaleza poseen mecanismos de control que garantizan la estabilidad si éstos son desplazados del régimen normal de funcionamiento. El principio de funcionamiento del control común para todos, comparar una señal representativa del sistema con una referencia y actuar sobre el sistema con el fin de minimizar dicha diferencia. Para el control de convertidores CC-CC se utiliza la señal PWM. El método para obtener la señal de control no es único, el nivel de complejidad varía y depende del parámetro que se desee optimizar, coste, estabilidad, etc. El presente proyecto está enfocado al diseño del control del convertidor en modo corriente de pico.

1.1 Motivación

Los convertidores CC-CC son una parte importante de un grupo de objetos de uso diario, aunque pasen desapercibidos. Por ejemplo, el ordenador de sobremesa se alimenta a través de una fuente de tensión que internamente está formada por: un rectificador de puente de diodos que toma la tensión sinusoidal de la red y la rectifica para que posteriormente un convertidor CC-CC reduzca el valor de la misma y que finalmente las distintas partes del PC obtengan la energía para realizar sus funciones, ver Figura 1.1.

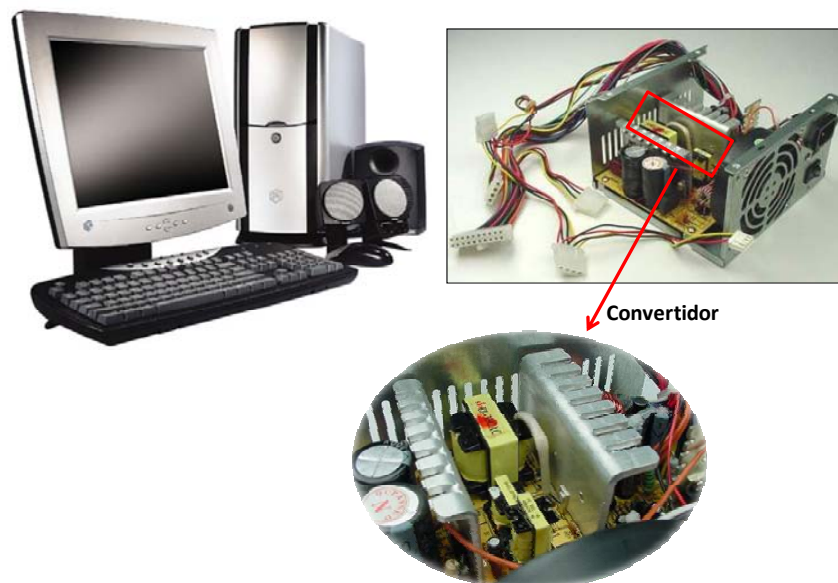


Figura 1.1 Fuente de alimentación de un ordenador de sobremesa.

Los convertidores CC-CC no solo forman parte del presente, también son parte del futuro. Actualmente se emplean convertidores bidireccionales en los coches híbridos que han salido al mercado, Figura 1.2. El control por corriente de pico es uno de los métodos de control que suele emplearse en este tipo de aplicaciones.

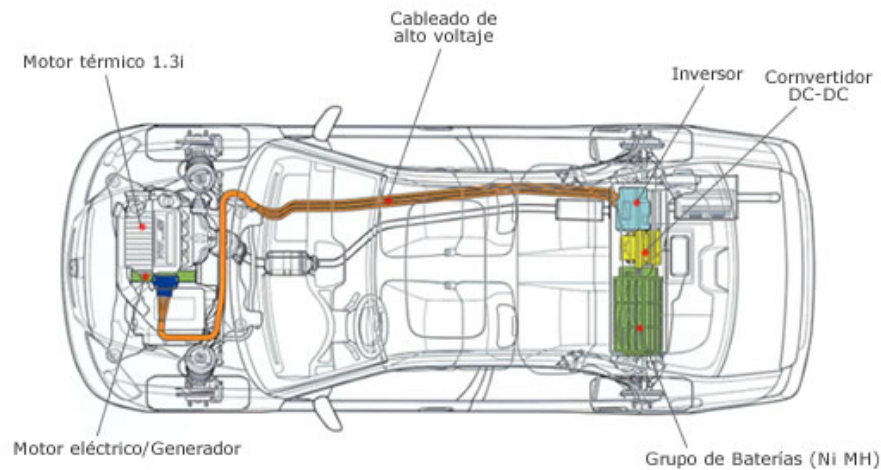


Figura 1.2 Esquema eléctrico para el sistema híbrido de un coche.

Existen numerosas técnicas para el control a frecuencia fija: control por tensión, control en modo corriente promediada, control en modo corriente de pico, etc. Difieren entre sí por el nivel de complejidad del diseño y el número de componentes que requieren para su implementación y que repercute en el coste.

El control en modo tensión es sencillo porque solo posee un lazo de realimentación, es barato porque está formado por un número reducido de componentes, pero no satisface las exigencias de estabilidad de algunas aplicaciones. Para mejorar la estabilidad se añade un segundo lazo de control dando lugar al control en modo corriente promediada y al control en modo corriente de pico. El control en modo corriente promediada es significativamente más costoso que el control en modo corriente de pico porque funciona con más componentes, de este modo el control en modo corriente de pico representa la solución intermedia, porque es estable e implementarlo no es costoso. Otra característica relevante de esta metodología de control es que permite utilizar un único control para varios convertidores en paralelo mediante un bus, lo cual es muy útil para aplicaciones espaciales donde el espacio es reducido.

El diseño del control se realizará para un convertidor elevador. Este tipo de topología de convertidores CC-CC es utilizada con frecuencia cuando se requieren tensiones superiores a la tensión de alimentación.

1.2 Objetivos

El objetivo del presente proyecto de fin de carrera es diseñar el control, en modo corriente de pico, de un convertidor CC-CC elevador. La figura 1.3 muestra el diagrama de bloques del convertidor, incluido el bloque de control.

En primer lugar se desarrollará un modelo preciso en pequeña señal del lazo interno de corriente a partir del modelo de la planta y del modelo del modulador en el cual se incluirá la rampa de compensación y los efectos de retardo del muestreo. El modelo será validado en PSIM para los modos de trabajo MCC y MCD del convertidor elevador.

A partir del modelo se realizará el estudio dinámico del bucle interno de corriente para diseñar el amplificador de error compensado y cerrar el bucle de tensión.

El control se implementará con el microcontrolador UC3843, diseñado especialmente para aplicaciones de control en modo corriente de pico. Finalmente se procederá a la validación del modelo en bucle cerrado mediante PSIM.

1.3 Estructura de la memoria

La estructura general de la memoria se presenta como cuatro bloques diferenciados entre sí: una primera parte destinada al estudio del estado de la técnica, otra enfocada a la deducción del modelo, una tercera parte orientada a la parametrización del microcontrolador y finalmente otro bloque en el cual se validan mediante simulación en PSIM los modelos en bucle abierto y en bucle cerrado.

A continuación se realiza una descripción detallada de los contenidos que se abordarán en cada capítulo.

Capítulo 1. Se exponen las razones que han motivado la realización del presente proyecto, así como los objetivos que se pretenden alcanzar y finalmente se ofrece una descripción de los temas que se abordarán en cada capítulo

Capítulo 2. En él se explica brevemente el modo de funcionamiento y las principales características de tres de los métodos de control que funcionan a frecuencia fija, dentro de los cuales se halla el CMC. También se estudia las distintas técnicas de modelado, del lazo interno haciendo énfasis en aquellas basadas en técnicas de promediado.

Capítulo 3. A lo largo de este capítulo se desarrollará el modelo preciso del lazo interno de corriente. En primer lugar se realizará un estudio de la estabilidad del bucle interno de corriente, se demostrará que el lazo interno de corriente es inestable para ciclos de trabajo superiores a 0.5 y que dicha inestabilidad desaparece al añadir una rampa externa de compensación. A partir de los resultados anteriores se deducirá el modelo preciso del modulador que incluirá el retardo producido durante el muestreo. Seguidamente se obtendrá el modelo en pequeña señal de la planta para los modos de trabajo MCC y MCD. Partiendo del modelo de la planta y del modulador se calcularán las seis funciones de transferencia del lazo interno de corriente. Seguidamente se resumirá información relevante obtenida durante la realización del proyecto. Finalmente se expondrán las conclusiones a las cuales se han arribado tras realizar esta parte del proyecto.

Capítulo 4. En este capítulo se explicará el funcionamiento del microcontrolador UC3843 y se procede a la parametrización del mismo para cerrar el lazo externo de tensión.

Capítulo 5. Se realizará la validación experimental de los modelos en bucle abierto en MCC y MCD, y en bucle cerrado en MCC. Para ello se obtendrán el diagrama de bode del circuito conmutado en PSIM y posteriormente se compararán con el diagrama de bode teórico representado a partir del modelo promediado en MATHCAD.

Capítulo 6. Se calcula el presupuesto.

Capítulo 7. Recoge las conclusiones y la propuesta de trabajos futuros.



Capítulo 2. Estudio del estado de la técnica

Debido a que los avances en la teoría y la práctica del control automático aportan los medios para obtener un desempeño óptimo de los sistemas dinámicos, mejorar la productividad (...) todos los ingenieros y científicos deben tener un buen conocimiento de este campo [1].

2.1 Estado de la técnica de los tipos de control para convertidores DC/DC.

Los convertidores CC-CC son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua.

En la naturaleza todos los mecanismos poseen sistemas de control para fijar la salida en el valor deseado y garantizar la estabilidad de los mismos ante las perturbaciones que afectan su comportamiento, Figura 2.1. Estos mecanismos se denominan sistemas de control realimentados y se definen como: un sistema que mantiene una relación prescrita entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando la diferencia como medio de control [1].

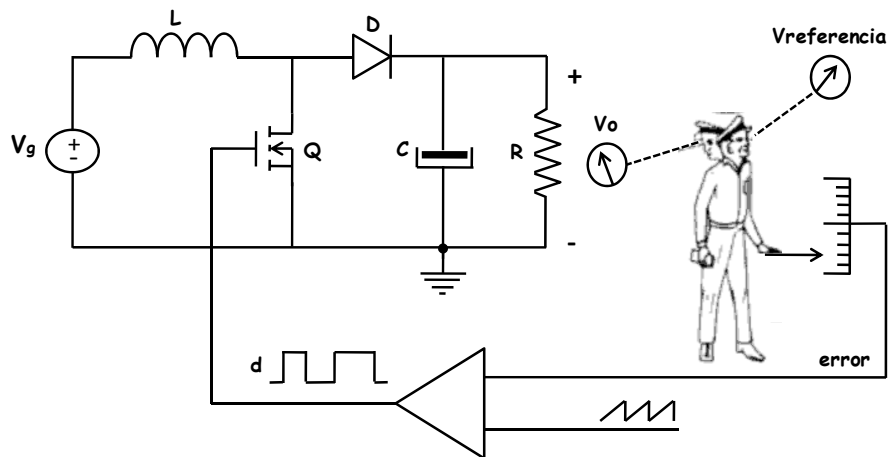


Figura 2.1 Convertidor elevador con control.

Existen cinco estrategias de control que de uso común en los convertidores conmutado de baja tensión, éstas son:

- Control en modo tensión. Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.
- Control en modo corriente de pico. Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.

- Control en modo corriente promediado. Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.
- Control por histéresis. Opera a frecuencia conmutación variable.
- Control en V^2 . Opera a frecuencia conmutación variable.
- En este capítulo solo se explicarán las tres primeras.

El control por tensión tiene solo un lazo de control. Si el convertidor trabaja en MCC, el sistema es de segundo orden, de producirse una perturbación el sistema se puede desestabilizar, porque en estas condiciones de trabajo el valor medio de la corriente en un período depende del valor medio del período anterior (es la definición de variable de estado).

Por el contrario, si el modo de trabajo es el discontinuo el sistema es de primer orden, porque cualquier variación en el valor medio de la corriente en la bobina durante un ciclo no repercutirá en el siguiente ciclo (porque la bobina se descarga totalmente durante el tiempo muerto).

La Figura 2.2 ilustra los efectos de una perturbación en la corriente de la bobina sobre un sistema de orden uno y sobre un sistema de orden dos.

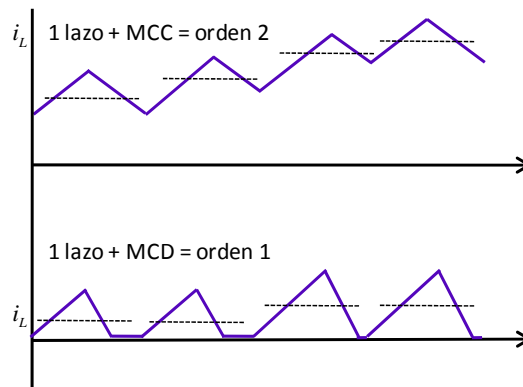


Figura 2.2 Efectos de una perturbación sobre sistemas de distinto orden.

¿Existe alguna forma de trabajar en modo de conducción continuo, pero que el sistema continúe siendo de primer orden? La respuesta es sí. La bobina es una variable de estado y es la responsable de que el estado actual dependa del estado anterior por lo que introduce un orden a al sistema. En un control CMC y ACM (Figura 2.3) la bobina equivale a una fuente de corriente controlada por tensión, por lo tanto deja de ser una variable de estado y el sistema se comporta como un sistema de orden 1.

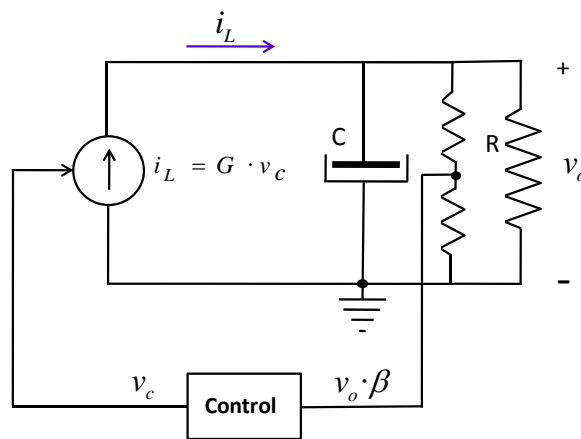


Figura 2.3 Circuito con doble realimentación.

En los siguientes epígrafes se explicará brevemente el modo de funcionamiento los tres métodos de control: control en modo tensión, control en modo corriente de pico (CMC) y control en modo corriente promediada (ACM).

Se presupone conocimientos sobre el funcionamiento de un convertidor elevador en MCC y MCD, en el Anexo 1 aparece esta información.

2.1.1 Control en modo tensión.

En los circuitos reales con componentes no ideales la tensión de salida es una función de las siguientes variables: tensión de entrada, corriente de carga y caídas de tensiones en los componentes semiconductores y resistencias parásitas.

La tensión de salida de la fuente de alimentación se controla modificando el ciclo de trabajo para compensar las variaciones de la misma ante variaciones de las variables ya mencionadas. Los sistemas de control realimentados para fuentes conmutadas de alimentación comparan la tensión de la salida con una referencia y convierten el error en un determinado valor de ciclo de trabajo. Este tipo de control se denomina control en modo tensión (Figura 2.4), y como ya se ha mencionado antes solo tiene un lazo de realimentación que está formado por: un sensor de tensión, un amplificador de error compensado y un comparador.

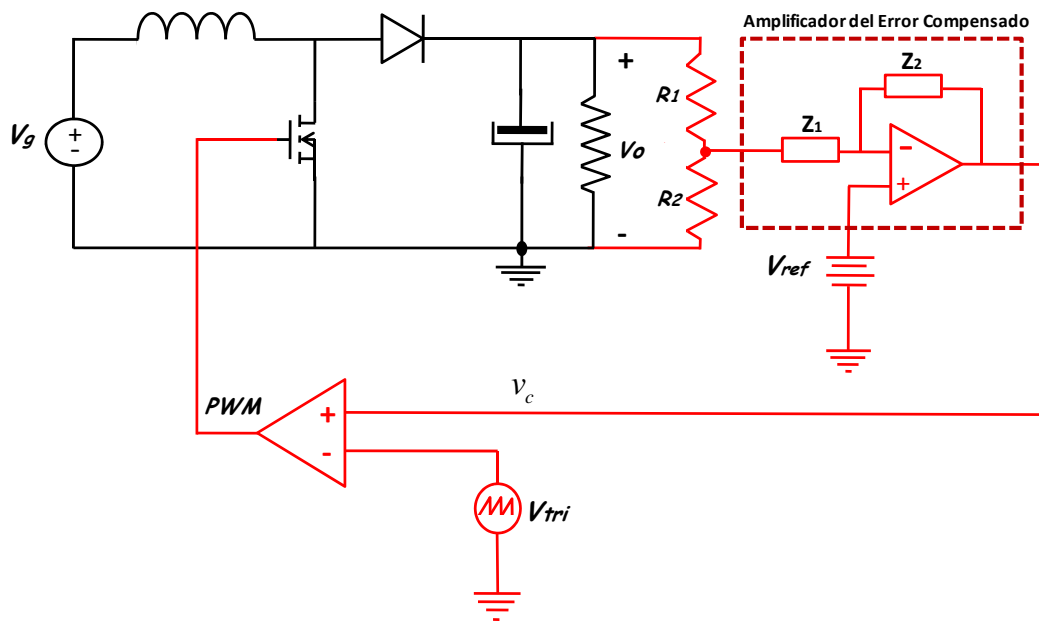


Figura 2.4 Control en modo tensión de un convertidor elevador.

El amplificador de error compensado compara la tensión de la salida del convertidor (en realidad solo toma un valor β veces inferior al valor de la tensión de salida) con una tensión de referencia para producir una señal de error, que se utilizará para ajustar el ciclo de trabajo del MOSFET, Figura 2.4. La compensación asociada al amplificador determina el funcionamiento del bucle de control y proporciona un sistema de control estable.

El circuito PWM (modulador por ancho de pulso) toma la salida del amplificador de error compensado y la convierte en un ciclo de trabajo. La tensión de salida del amplificador V_c se compara con una forma de onda de diente de sierra de amplitud V_p . La salida del circuito PWM es un nivel alto cuando V_c es mayor que la forma de onda de diente de sierra y es cero cuando es menor (véase figura 2.5).

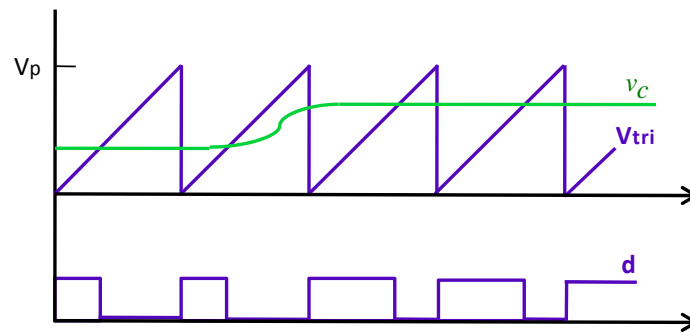


Figura 2.5 Señales significativas del control en modo tensión de un convertidor elevador.

La principal ventaja del control por tensión radica en su sencillez de implementación.

La principal limitación es la lentitud que caracteriza a este tipo de control, si ocurre una perturbación en la salida, el convertidor comienza a corregir el ciclo de trabajo lentamente.

2.1.2 Control en modo corriente promediada.

El control de corriente en modo promediado está formado por dos lazos de control. En el lazo externo de tensión hay un amplificador de error compensado, este bloque desempeña la misma función en el control en tensión y en el ACM. El lazo interno de corriente está formado por:

- Un reloj que marca el inicio de cada ciclo de conmutación.
- Un biestable SR que establece los intervalos de conducción del MOSFET,
- Un comparador que compara la tensión proporcional al valor de corriente promediado en la bobina y un valor de tensión de control procedente de la salida del E/A del lazo externo de tensión.
- Amplificador de error compensado del lazo interno de corriente que toma la tensión proporcional a la corriente sensada en la bobina y la amplifica. Esta es la principal diferencia entre el ACM y CMC. El E/A es muy importante cuando un convertidor pasa de MCC al MCD, porque aporta suficiente ganancia a la tensión V_{ca} para que continúe siendo comparable con la tensión V_{dif} .

La señal PWM se genera a partir de la comparación entre v_{ca} y V_{dif} . El convertidor permanece en T_{ON} (el transistor conduce) mientras $V_{dif} > v_{ca}$.

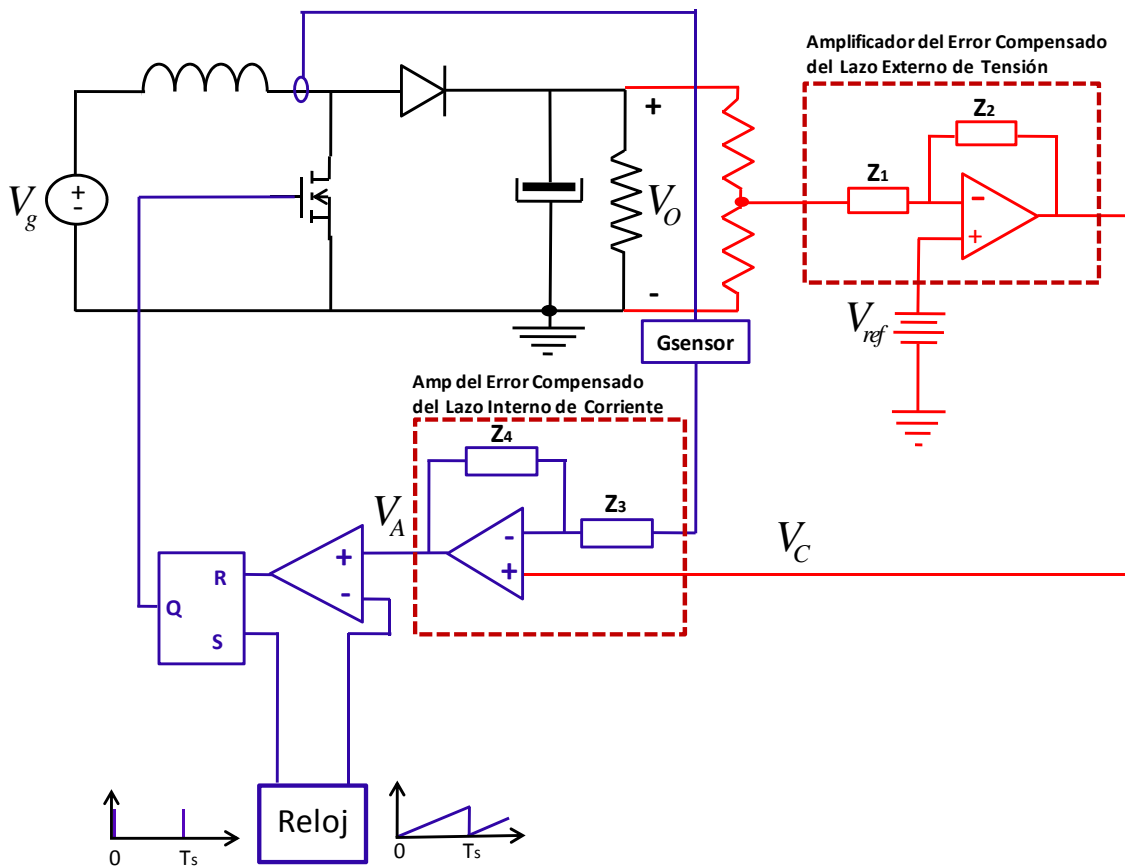


Figura 2.6 Circuito del convertidor elevador en ACM.

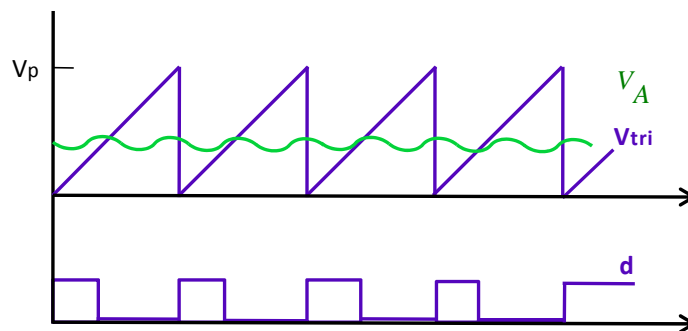


Figura 2.7 Señales significativas del control ACM de un convertidor elevador.

La técnica de control por corriente promediada reduce el número de errores producidos durante la medición porque la tensión proporcional a la corriente sensada es promediado antes de ser comparado.

Es un control robusto incluso en MCD. Este control no requiere la implementación de rampa de control, por el contrario presenta una ganancia reducida a frecuencias

próximas a la frecuencia de conmutación (de este modo mantiene la estabilidad). Es inmune al ruido.

Debido a que en el lazo interno se ha implementado un amplificador de bucle interno, la corriente puede ser sensada en cualquier rama del convertidor. Por otro lado el segundo E/A encarece el control ACM.

2.1.3 Control en modo corriente de pico.

El convertidor elevador es controlado mediante una señal PWM, que de forma similar al control en modo tensión se genera a partir de la comparación entre una tensión, que a efectos de control puede ser considerada casi continua y una señal triangular de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación. En el CMC la señal triangular es la propia corriente instantánea de la bobina convertida a tensión por el sensor de corriente.

En el lazo de tensión se encuentra el amplificador de error compensado, que al igual que en los dos casos anteriores amplifica la diferencia entre la señal procedente del sensor localizado en el filtro de salida del convertidor y un valor de referencia, esta señal se denomina error. El valor del error puede considerarse continuo durante un ciclo de trabajo.

Puesto que este método de control se explica con detalle en el capítulo 3, no se profundiza en el funcionamiento del mismo.

Los componentes que forman el control son:

- a. Un reloj que genera los flancos que indican el inicio de cada ciclo. El reloj también se utilizará para generar la rampa de compensación que garantiza la estabilidad del bucle para ciclos de trabajo superiores a 0.5.
- b. Un bloque restador que sustrae a la tensión de control la rampa de compensación.
- c. Un comparador que compara las tensiones V_L y V_C para generar el flanco con el cual finaliza el T_{ON} .
- d. Un biestable SR que controla los intervalos de conducción del transistor.

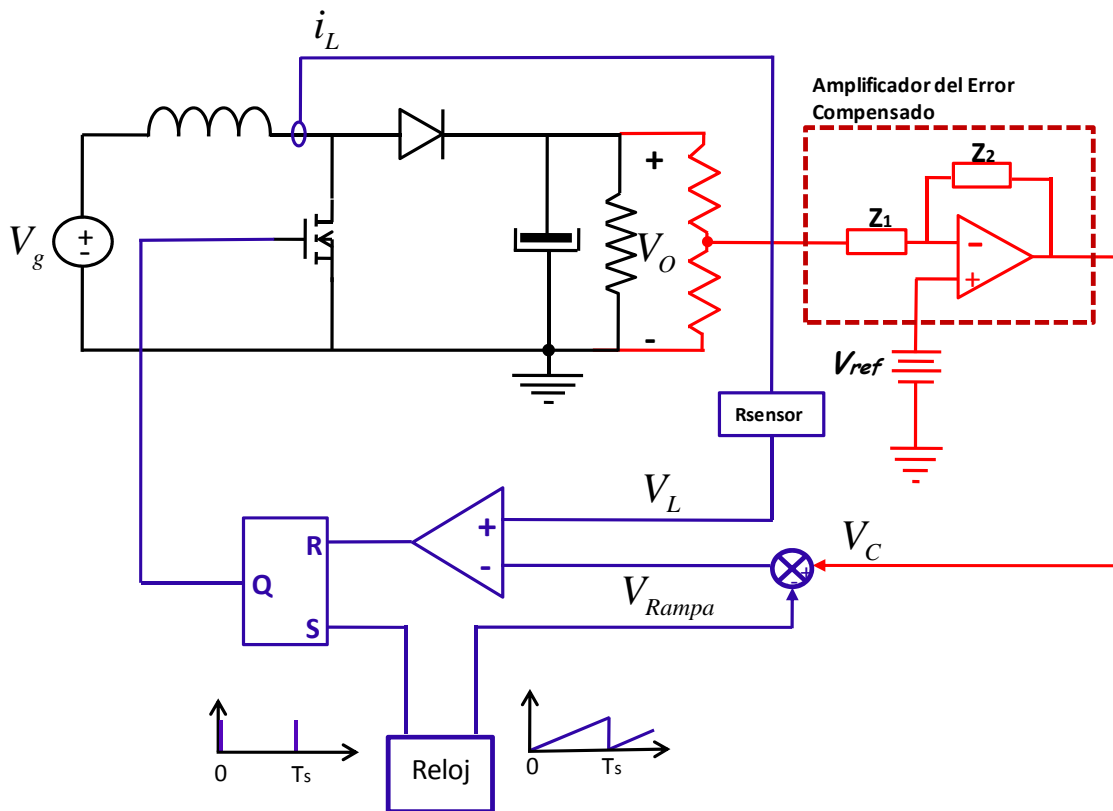


Figura 2.8 Circuito del convertidor elevador en CMC.

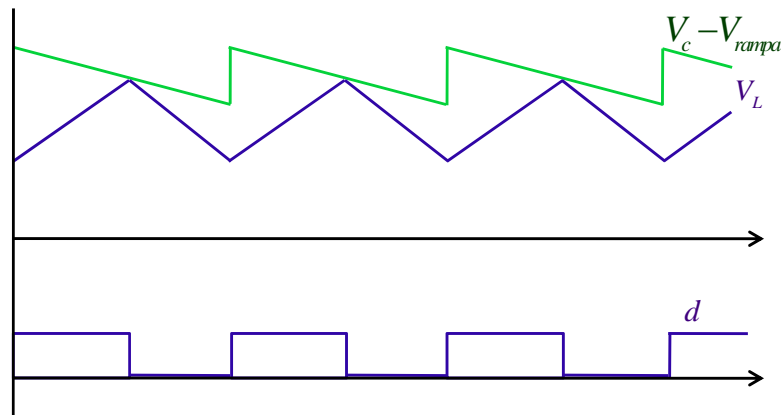


Figura 2.9 Señales significativas del control CMC de un convertidor elevador.

El control en modo corriente de pico lleva implícitamente implementado un feedforward. Debido a este tipo de realimentación, las perturbaciones son corregidas ciclo a ciclo, de modo que el control funciona como protección de sobrecorriente, lo cual resulta beneficioso para los componentes del convertidor durante el régimen transitorio.

El CMC se puede construir con un número reducido de componentes, abaratando así los costes de fabricación.

Dado que el control corrige ciclo a ciclo el valor medio de la bobina, es posible utilizar un único control para varios convertidores colocados en paralelo.

2.2 Estado de la técnica de los tipos de modelado para el control en modo corriente de pico

Para diseñar el control de cualquier sistema es necesario estudiar las características dinámicas de la planta, esto significa evaluar el comportamiento del sistema ante perturbaciones de distinta frecuencia y amplitud. En este punto adquiere gran importancia un modelo en pequeña señal del circuito sobre el cual poder realizar el estudio dinámico.

El modelo más preciso se obtiene a partir de utilizar las ecuaciones de cada componente, sin embargo el sistema de ecuaciones que se obtiene es muy complicado y carece de poder analítico, no resulta extraño que los programas de simulación utilicen este método, ya que la capacidad de cálculo de los ordenadores es considerablemente superior a las del ser humano [2].

Existen métodos de modelado alternativos. Varios autores han propuesto modelos sencillos y lo suficientemente precisos como para extraer información útil de los mismos [3] - [7]. Estos modelos están basados en el promediado de las señales porque a efectos de control las señales son tan lentas en comparación con la velocidad del lazo externo que pueden ser consideradas continuas durante un ciclo de conmutación. Recientemente se ha propuesto un modelo que no parte del promediado de señales [8].

El modelo del convertidor controlado en modo corriente de pico se diseña separando el modelo en dos bloques: por un lado el lazo externo de tensión y por otro el lazo interno de corriente.

El bloque que modela el lazo interno de corriente puede construirse de dos formas distintas: modelando el modulador junto a la planta o bien modelar separando el modulador de la planta. El modelo que resulta de aplicar el segundo método es más preciso, aunque la máxima precisión que alcanza cualquiera de ellos es $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$.

2.2.1 Modelado de la planta y del modulador a la vez

A partir de modelado de la planta y el modulador a la vez se obtiene un único bloque que modela el lazo interno de corriente. Este método se basa en calcular el modelo de la etapa de potencia con el lazo de corriente incorporado, para lo cual halla la relación entre: la tensión promediada en la bobina, la corriente promediada en la bobina, la corriente de pico en la bobina y la corriente en el diodo [9].

El primer paso para obtener el circuito en pequeña señal, es promediar las variables antes mencionadas y a continuación linealizarlas.

Con las expresiones linealizadas se plantea un sistema de ecuaciones, del cual se extraen las funciones de transferencia del lazo interno de corriente.

Resolver el sistema de ecuaciones es una tarea laboriosa. Por otro las el modelo no predice el comportamiento de retenedor de orden cero que caracteriza al modulador del lazo interno de corriente del CMC.

2.2.2 Modelado del modulador y de la planta de forma independiente.

El modelado del modulador y de la planta por separado permite incluir el retardo al muestrear que se produce en el modulador. Por otro lado al separar el control de la planta facilita el modelado de esta.

El modelado del modulador está desarrollado en [10], [11], [12] y [13].

El modelo de la planta en MCC se puede realizar aplicando diversos métodos basados en el promediado:

- a. Ecuaciones de estado de Middlebrook [3]. Este método de resolución es punto de partida del resto de métodos aplicados para modelar la planta.
- b. Sustitución de los elementos conmutados de la planta por fuentes dependientes [14]. Está basado en sustituir los elementos que conmutan del convertidor (el diodo y el transistor) por fuentes dependientes, cuyo valor corresponde al valor promedio de corriente o tensión en dichos componentes.
- c. PWM-Switch [7]. Fue propuesto por Vatché Vorpérian y consiste en promediar los elementos de la celda de conmutación de los convertidores. Este método

aplicado a determinadas topologías de convertidores (como el Cúk) requiere una manipulación previa del circuito.

- d. Método de las corrientes inyectadas [15]. Está basado en promediar la corriente que sale de la fuente y la corriente que es inyectada al filtro de salida.

Los métodos de promediado de la planta b y c desarrollan circuitos canónicos, a partir de los cuales modelar cualquier convertidor DC-DC.

Los modelos que se obtienen de aplicar técnicas de promediado en convertidores en MCD son de orden reducido porque solo predicen correctamente a bajas frecuencias.

2.3 Ventajas e inconvenientes del estado de la técnica y la solución elegida.

Se ha elegido el control en modo corriente de pico para el diseño del convertidor elevador porque es una técnica de control sencilla que corrige en poco tiempo las perturbaciones, amplía el ancho de banda del convertidor y funciona como protección de sobrecorrientes. Cabe destacar que requiere pocos componentes en la implementación, lo que la convierte en una solución de bajo coste.

Para modelar con precisión el lazo interno de corriente se ha optado por separar el modelo del modulador del modelo de la planta. El modelo de la planta en MCC se obtendrá a partir de la técnica de promediado c, mientras que el modelo que corresponde a la planta en MCD se obtendrá a partir del método de corrientes inyectadas.

Capítulo 3. Modelado dinámico del convertidor ELEVADOR controlado por corriente de pico.

En el capítulo anterior se introdujo brevemente en el funcionamiento del control en modo corriente de pico aplicado a un convertidor elevador. A lo largo del presente capítulo se profundizará en el funcionamiento del control en modo corriente de pico, seguidamente se analizarán las distintas soluciones para la medición de dicha corriente. Finalmente se deducirán las expresiones matemáticas necesarias para modelar el comportamiento dinámico de dicho control.

3.1 Estructura básica del control en modo corriente de pico.

El control en modo corriente de pico (Figura 3.1) está formado por dos lazos de realimentación, como se analizó en el capítulo 2.

El lazo externo de tensión controla la tensión de salida del convertidor elevador para la misma permanezca constante. Para lograr este objetivo la tensión de salida tomada a través de la red de realimentación es comparada con el valor de referencia. La diferencia entre estas tensiones constituye el error que será amplificado convenientemente para utilizarse como referencia del bucle interno de corriente.

1. Los objetivos de la implementación del lazo interno son:
 - a. Mejorar el ancho de banda en bucle cerrado del convertidor, lo cual se logra transformando la bobina y los interruptores en una fuente de corriente controlada, lo que equivale en MCC a reducir en un orden el comportamiento dinámico del sistema.
 - b. Reducir los efectos de las sobrecorrientes sobre los componentes semiconductores durante los transitorio de tensión de entrada y variaciones de la carga debido a la posibilidad de controlar la corriente ciclo a ciclo.

Una de las ventajas del lazo interno y que supone un punto de interés para su utilización es que lleva implícito un feed-forward, que consiste en un mecanismo para corregir una perturbación que se produzca en la entrada V_g antes de que esta se propague a la salida.

El coste de implementar un lazo interno de corriente depende del tipo de aplicación, pero en cualquier caso es inferior al control mediante lazo interno de corriente promediada.

Al margen de todas las ventajas que el control en modo corriente de pico proporciona hay que destacar que es costoso por el número de componentes que requiere.

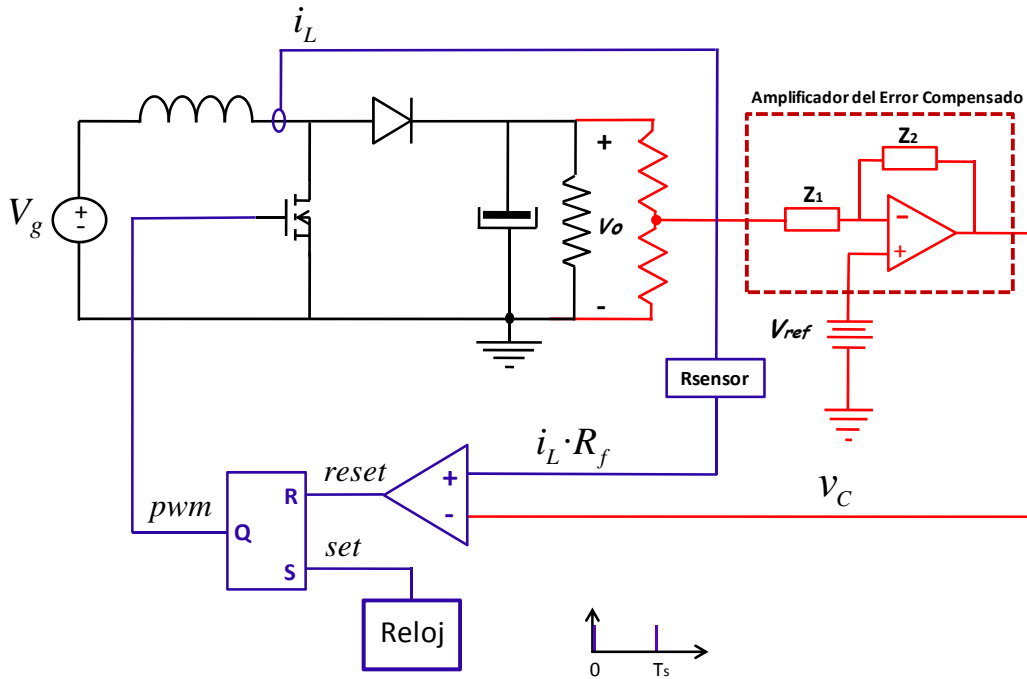


Figura 3.1 Convertidor elevador con control en modo tensión.

El lazo interno de corriente está formado por: un sensor de corriente, un comparador, un reloj, un biestable SR y un comparador.

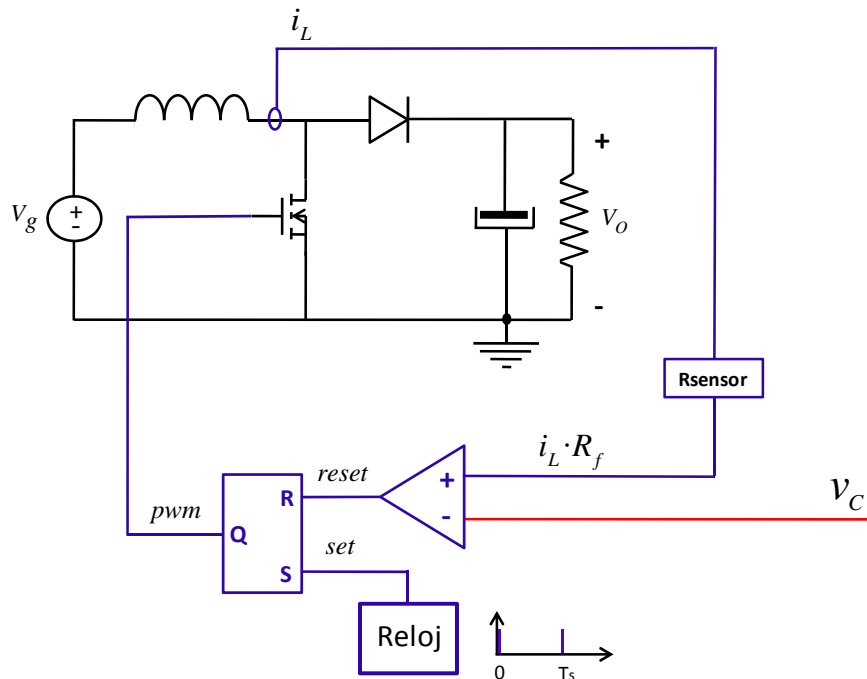


Figura 3.2 Lazo interno de corriente del control "Modo Corriente de Pico"

Las funciones de los elementos del lazo interno de corriente son:

- Sensor de corriente R_{sensor} . Transforma la corriente de la bobina en tensión R_f veces mayor.
- Reloj. Proporciona el flanco de subida al biestable RS. El flanco marca el inicio de cada ciclo. En epígrafes posteriores el reloj también se utilizará para generar una rampa artificial de tensión.
- Comparador. Compara la tensión equivalente a la corriente en la bobina ($i_L \cdot R_f$) y la tensión equivalente a la corriente de control (v_c). Si la señal $i_L \cdot R_f$ (conectada a la entrada no inversora del comparador) es ligeramente mayor que la señal v_c (conectada a la entrada inversora del comparador), la salida del comparador pasa de 0 a 1, proporcionando una señal de *reset* al biestable SR, en ese instante el transistor deja de conducir.
- Biestable SR. El biestable controla los intervalos de conducción del transistor en función del valor de sus entradas *set* y *reset*.

Set	Reset	Q	Estado del transistor
0	0	Valor anterior	Mantiene estado anterior.
0	1	Pasa de 0 a 1	El transistor no conduce.
1	0	Pasa de 1 a 0	El transistor conduce.
1	1	No existe	No existe

Tabla 1 Tabla de estados del biestable

Cada ciclo comienza con un flanco de reloj en la entrada *set* del biestable RS y produce que la salida del biestable bascule de cero uno. A partir de ese instante el transistor comienza a conducir. La bobina está conectada en paralelo a la fuente de la entrada V_g a través del transistor. La corriente en la bobina comienza a crecer con una tasa constante, determinada por la tensión de entrada y el valor de la inductancia L .

La corriente en la bobina i_L es sensada y transformada en tensión por R_{sensor} . La salida del sensor está conectada a la entrada no inversora del comparador, que continuamente compara la tensión de referencia v_c con la tensión $i_L \cdot R_f$. Cuando el valor de la

corriente en la bobina i_L sea mayor que el valor de la corriente de control $i_c = V_c / R_f$ la salida del comparador cambiará de 0 a 1.

La salida del comparador está conectada a la entrada *reset* del biestable SR. El cambio de 0 a 1 de la salida del comparador implica resetear la salida del biestable,

La corriente a través de la bobina no puede cambiar instantáneamente, por lo tanto, cuando el transistor dejar de conducir, la bobina se descarga en la red de salida a través del diodo.

En MCC la bobina continuará descargándose hasta que comience el siguiente ciclo.

En MCD la bobina tarda en descargarse $d'T$, a continuación comienza el t_m (tiempo muerto). Durante el tiempo muerto el transistor y el diodo no conducen. Este intervalo de tiempo finaliza con el siguiente flanco de reloj.

La Figura 3.3 y Figura 3.4 resumen la evolución en el tiempo de las señales del lazo interno de corriente de un convertidor elevador en MCC y MCD respectivamente.

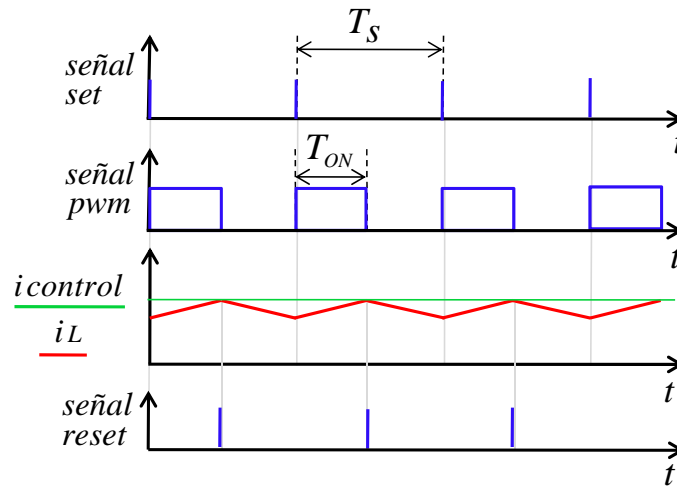


Figura 3.3 Evolución de las señales del lazo interno de corriente del control en modo corriente de pico en MCC.

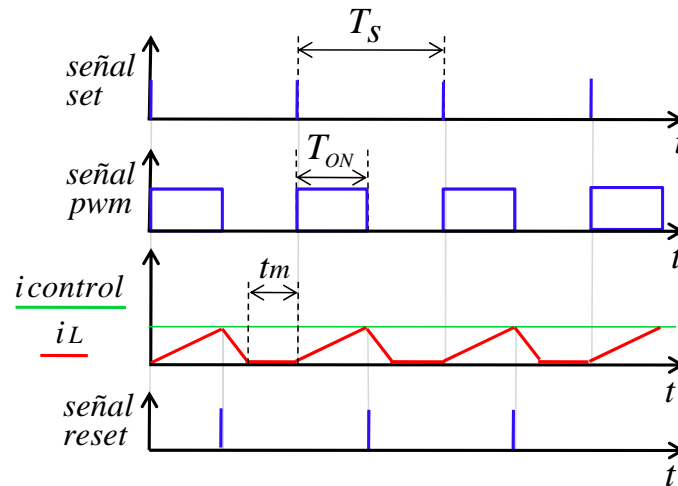


Figura 3.4 Evolución de las señales del lazo interno de corriente del control en modo corriente de pico en MCD.

3.2 Sensado de la corriente.

El control en modo corriente de pico utiliza la forma triangular de la corriente en la bobina para generar la señal PWM, razón por la cual el sensado de la misma adquiere importancia. La corriente que atraviesa la bobina i_L puede ser medida en la propia bobina o en el transistor [5].

El sensado de i_L mediante una resistencia externa y situada encima del transistor (Figura 3.5 a pesar de que la imagen muestra un convertidor reductor) es una medida diferencial. El amplificador que acondiciona la medida es diferencial y con elevado rechazo al modo común, el precio de los amplificadores diferenciales es elevado.

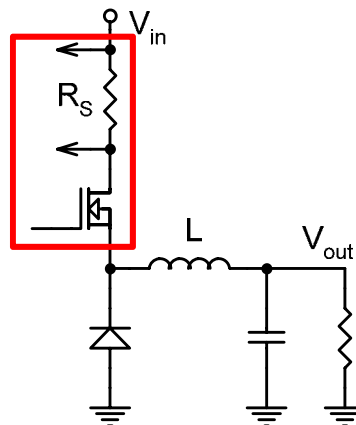


Figura 3.5 Sensado de corriente mediante resistencia externa situada sobre el transistor.

En el convertidor elevador es posible evitar realizar una medida diferencial colocando la resistencia externa bajo del transistor, de este modo la conexión a tierra del transistor

sirve de referencia 0 para la medida, Figura 3.6, puesto que esta solución es cara en ocasiones se coloca una bobina pequeña de aire.

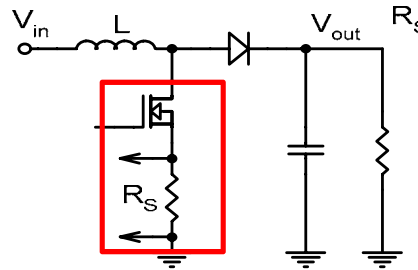


Figura 3.6 Sensado de corriente mediante resistencia externa situada bajo el transistor.

Algunos encapsulados permiten el acceso a la resistencia interna de los transistores o IGBT, lo cual facilita medir la corriente a través de dicha resistencia interna, Figura 3.7.

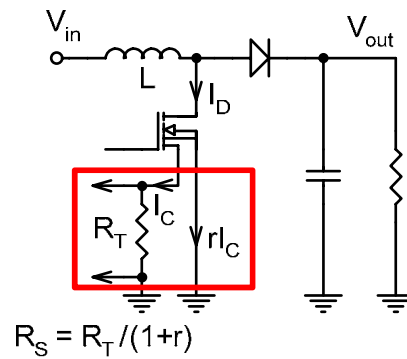


Figura 3.7 Sensado de corriente mediante resistencia interna.

Para medir la corriente i_L directamente de la bobina se utiliza un transformador corriente. En la Figura 3.8 I es i_L y V_i es la tensión de salida.

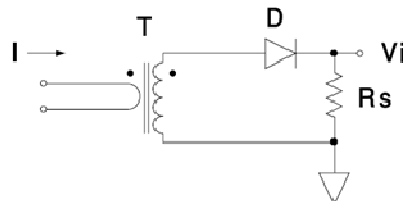


Figura 3.8 Transformador de corriente.

El transistor conduce durante el T_{ON} , al comienzo del intervalo de conducción se produce un transitorio, durante el cual el valor de la corriente aumenta, Figura 3.9.

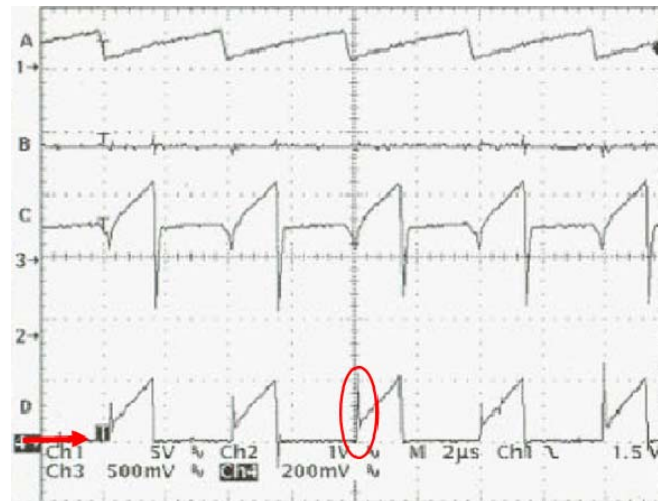


Figura 3.9 Corriente a través del transistor (señalado con la flecha roja). Imagen tomada de la referencian[15].

La salida del sensor está conectada a la entrada no inversora del comparador, por lo tanto al elevarse transitoriamente la corriente de la bobina el comparador detecta el incremento como final del T_{ON} , salida cambia de 0 a 1 al inicio del ciclo y seguidamente finaliza el T_{ON} . La bobina comienza descargarse antes de lo previsto.

La solución es colocar un filtro paso bajo RC en la salida del sensor, el filtro atenúa la sobreoscilación, Figura 3.10.

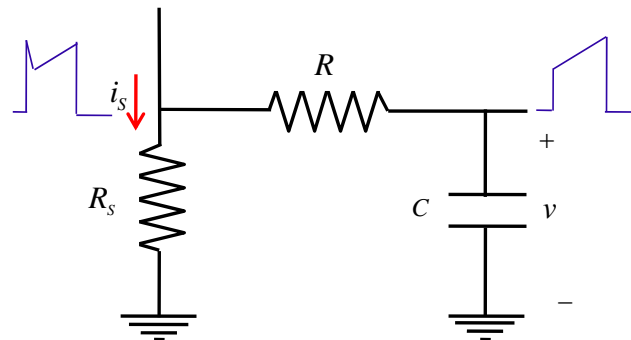


Figura 3.10 Filtro paso bajo de la salida del sensor. Se define la salida $v = i_s \cdot R_s$

3.3 Rampa de compensación. Valor óptimo.

El control en modo corriente de pico, tal y como se explicó al inicio de este capítulo es inestable para ciclos de trabajo superiores a 0.5 [4]. La inestabilidad desaparece añadiendo una rampa artificial de compensación. En esta sección se analizará la estabilidad del control en modo corriente de pico y las consecuencias de añadir al mismo una rampa artificial de compensación.

La Figura 3.11 muestra el comportamiento genérico de la corriente a través de la bobina durante un ciclo de trabajo en MCC.

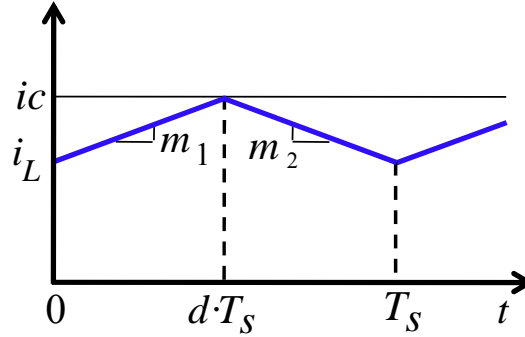


Figura 3.11 Evolución genérica de la corriente a través de la bobina.

La corriente a través de la bobina crece durante $d \cdot T_s$ a un ritmo constante m_1 y decrece durante $(1-d) \cdot T_s$ a un ritmo constante $-m_2$. Los valores de las pendientes m_1 y m_2 se expresan en las ecuaciones (3.1) y (3.2) respectivamente.

$$m_1 = \frac{V_g}{L} \quad (3.1)$$

$$m_2 = \frac{V_g - V_o}{L} \quad (3.2)$$

La relación instantánea entre $i_L(t)$ y $i_C(t)$ en el instante $d \cdot T_s$ se determina con el conocimiento previo de los valores $i_L(0)$ e i_C .

Durante el primer intervalo de conducción la corriente $i_L(t)$ crece con una pendiente m_1 hasta que alcanza un valor igual a i_C , esto supone que:

$$i_L(dT_s) = i_C = i_L(0) + m_1 \cdot dT_s \quad (3.3)$$

A partir de la ecuación (3.3) se obtiene la expresión del ciclo de trabajo d .

$$d = \frac{i_C - i_L(0)}{m_1 \cdot T_s} \quad (3.4)$$

Alternativamente, el segundo subintervalo de conducción ($d' \cdot T_s$) se expresa como:

$$i_L(T_s) = i_L(dT_s) - m_2 \cdot d' \cdot T_s \quad (3.5)$$

En régimen permanente se cumple que $i_L(0)=i_L(T_s)$, $d_1=D$, $m_1=M_1$ y $m_2=M_2$.

Sustituyendo estos valores en la expresión (3.5) se obtiene:

$$0=M_1 \cdot D T_s - M_2 \cdot D' T_s \quad (3.6)$$

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{D'} \quad (3.7)$$

La expresión (3.7) confirma que en el régimen permanente se está cumpliendo la igualdad voltios por segundo.

Ahora se adiciona a la bobina una pequeña perturbación $\tilde{i}_L(0)$ al inicio del ciclo, Figura 3.12.

La señal I_{L0} es el valor de la corriente de la bobina, al inicio, en el punto de trabajo.

$$i_L(0)=I_{L0}+\tilde{i}_{L0}(0) \quad (3.8)$$

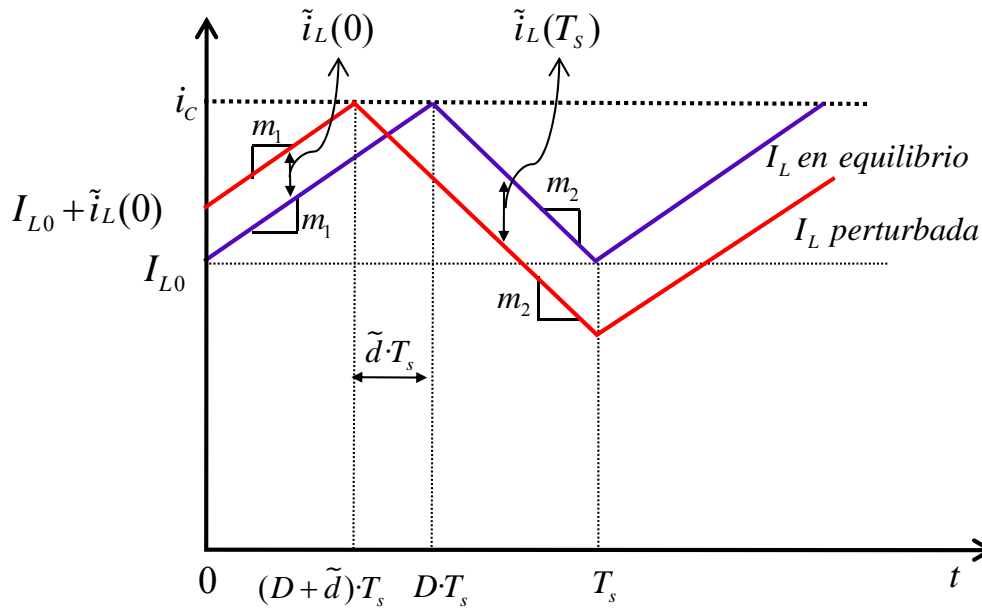


Figura 3.12 Corriente en la bobina en régimen permanente y corriente en la bobina perturbada.

El valor de la perturbación satisface la expresión (3.9).

$$|\tilde{i}_{L0}(0)| \ll |I_{L0}| \quad (3.9)$$

Para calcular cuándo desaparece la perturbación se analiza la evolución de la misma a lo largo de n períodos de conmutación.

La Figura 3.13 muestra la corriente de la bobina en régimen estacionario y la corriente de la bobina perturbada. Para que resulte sencillo de explicar se ha exagerado el valor de la corriente perturbada.

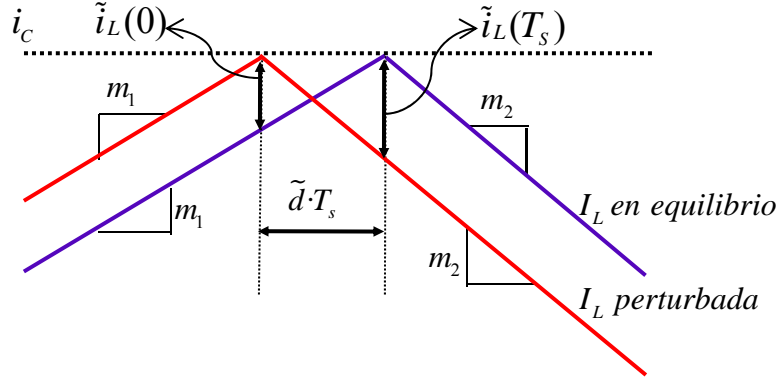


Figura 3.13 Detalle de la corriente en la bobina en equilibrio y perturbada.

El convertidor está funcionando en un punto muy cercano al punto de trabajo, lo suficiente para garantizar que opera en régimen de pequeña señal.

Al trabajar en pequeña señal se considera que el valor de las pendientes m_1 y m_2 no varía. En la Figura 3.13 la perturbación $\tilde{i}_{L0}(0)$ se ha sumado a la corriente, esto repercute en el ciclo de trabajo, D reduciendo su valor en \tilde{d} , o lo que es lo mismo, la perturbación $\tilde{d} \cdot T_s$ será de valor negativo (se considera que el signo está implícito en la definición). Durante el intervalo de tiempo $0 < t < (D + \tilde{d}) \cdot T_s$ la diferencia $\tilde{i}_{L0}(0)$ entre la señal en régimen permanente y la señal perturbada permanece constante. A lo largo del intervalo $(D + \tilde{d}) \cdot T_s < t < T_s$ ambas señales decrecen con una pendiente $-m_2$.

El valor de $\tilde{i}_{L0}(0)$ se calcula a partir de los datos del segundo intervalo.

Partiendo de la Figura 3.13 se calcula la perturbación inicial $\tilde{i}_L(0)$ en función de la pendiente m_1 , la perturbación en el ciclo de trabajo y el período de conmutación. es posible aplicar las expresiones de régimen permanente para obtener $\tilde{i}_L(0)$ en función de m_1 .

La relación entre la perturbación inicial $\tilde{i}_L(0)$ y la pendiente m_1 se puede obtener aplicando semejanza de triángulos (como se mostrará a continuación).

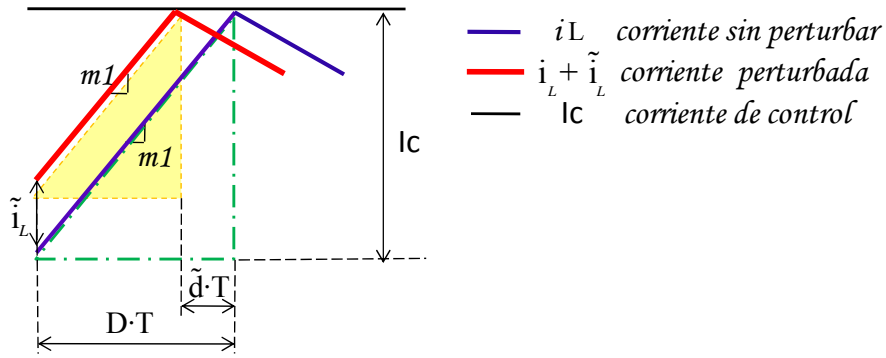


Figura 3.14 Cálculo del valor de la perturbación de la corriente en la bobina

A partir de la Figura 3.14 y aplicando semejanza de triángulos se establece la siguiente igualdad:

$$\frac{I_c - \tilde{i}_L(0)}{I_c} = \frac{D \cdot T - \tilde{d} \cdot T}{D \cdot T} \quad (3.10)$$

Despejando (3.10)

$$1 - \frac{\tilde{i}_L(0)}{I_c} = 1 - \frac{\tilde{d}}{D} \quad (3.11)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(0)}{I_c} = \frac{\tilde{d}}{D} \quad (3.12)$$

Se supone que inicialmente la corriente a través de la bobina es cero $i_L(0) = 0$.

$$I_c = m_1 \cdot D \cdot T \quad (3.13)$$

Sustituyendo (3.13) en (3.12) se obtiene:

$$\tilde{i}_L(0) = -m_1 \cdot \tilde{d} \cdot T_s \quad (3.14)$$

Del mismo modo se puede expresar $\tilde{i}_{L0}(t)$ como función de la pendiente $-m_2$ multiplicada por la longitud del segundo intervalo $-\tilde{d} \cdot T_s$.

$$\tilde{i}_L(T_s) = m_2 \cdot \tilde{d} \cdot T_s \quad (3.15)$$

Se despeja el término \tilde{d} de las expresiones (3.14) y (3.15) y la expresión resultante es:

$$\tilde{i}_L(T_s) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{m_2}{m_1} \right) \quad (3.16)$$

Si el convertidor trabaja lo suficientemente cerca del punto de trabajo es posible sustituir (3.7) en (3.16).

$$\tilde{i}_L(T_s) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{D}{D'} \right) \quad (3.17)$$

Donde el valor de $D' = 1 - D$.

A partir de la expresión (3.17) se calcula el valor de la perturbación al inicio del segundo ciclo de conmutación.

$$\tilde{i}_L(2T_s) = \tilde{i}_L(T_s) \cdot \left(-\frac{D}{D'} \right) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{D}{D'} \right)^2 \quad (3.18)$$

Al cabo de n ciclos el valor de la perturbación será:

$$\tilde{i}_L(nT_s) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{D}{D'} \right)^n \quad (3.19)$$

Cuando n tiende a infinito la perturbación tiende a cero si el cociente $\frac{D}{D'}$ es inferior a uno. Por el contrario, si α que está definida como $\alpha = -D/D'$, es mayor que uno, el valor de la perturbación crecerá con cada ciclo de conmutación.

$$|\tilde{i}_L(nT_s)| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{cuando } \left| -\frac{D}{D'} \right| < 1 \\ \infty & \text{cuando } \left| -\frac{D}{D'} \right| > 1 \end{cases} \quad (3.20)$$

Para un ciclo de trabajo de valor inferior 0.5 la perturbación es atenuada 0.5 a lo largo de cada ciclo. Si el ciclo de trabajo es superior a 0.5 la perturbación aumenta 1.5 con cada ciclo, el signo depende de si n es par o impar.

Por lo tanto, para un control estable es condición necesaria que $|\alpha| < 1$.

La estructura que presenta el control explicado al inicio del capítulo sólo satisface esta condición de estabilidad para valores del ciclo de trabajo, d inferiores a 0.5. Esta condición de estabilidad es independiente del tipo de convertidor controlado.

Para ampliar la estabilidad del control a ciclos de trabajo superiores a 0.5 se resta a la tensión proporcional a la corriente de control, una rampa artificial de compensación. La

rampa de compensación produce la disminución del valor de ganancia del bucle interno de corriente.

La pendiente de la rampa de compensación $i_a(t)$ se define como m_a .

La Figura 3.15 muestra el circuito con la rampa añadida.

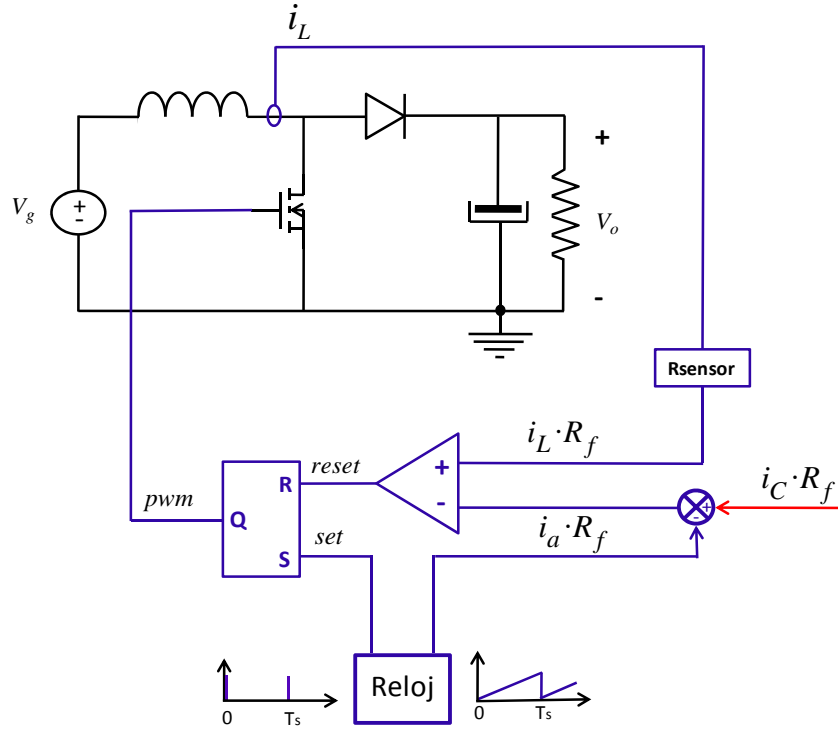


Figura 3.15 Circuito del lazo interno de corriente con compensación de rampa artificial.

Una vez que se añade la rampa de compensación el control impedirá la conducción del transistor cuando:

$$i_a(dT_s) + i_L(dT_s) = i_c \quad (3.21)$$

Alternativamente se puede decir que el transistor dejará de conducir cuando:

$$i_L(dT_s) = i_c - i_a(dT_s) \quad (3.22)$$

La Figura 3.16 refleja gráficamente la información contenida en la expresión (3.21).

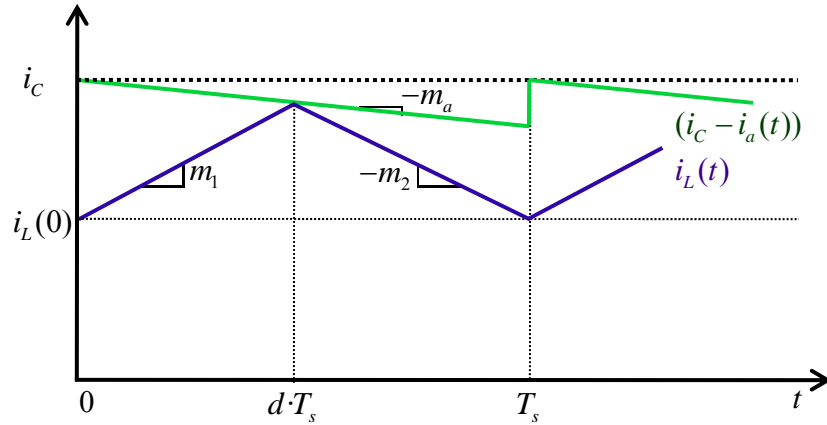


Figura 3.16 Formas de onda de las señales del lazo interno de corriente.

Nuevamente se analiza la estabilidad del control en modo corriente de pico a partir de estudio de la evolución de la perturbación en la corriente a lo largo de un período.

La Figura 3.17 muestra de la corriente a través de la bobina en condiciones de equilibrio y la corriente perturbada una vez que se añade la rampa de compensación.

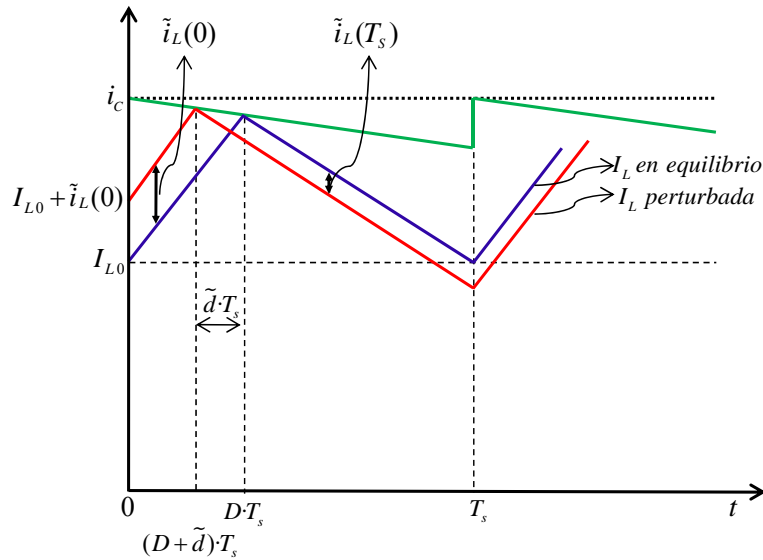


Figura 3.17 Análisis de la evolución de la perturbación en la corriente en la bobina al añadir la rampa de compensación.

De forma similar al análisis anterior, el valor de la perturbación $\tilde{i}_L(0)$ se ha exagerado y ha sido sumado al valor de la corriente. Análogamente \tilde{d} será de valor negativo, la perturbación al final del período, también tendrá valor negativo $\tilde{i}_L(T_s)$.

Si el valor de la perturbación es lo suficientemente pequeño para aplicar pequeña señal, será posible considerar que el valor de las pendientes no ha sufrido cambios, y la relación entre la perturbación al inicio del ciclo y al final del mismo solo podrá ser calculada durante el intervalo de tiempo $(D+\tilde{d})\cdot T_s < t < D\cdot T_s$. Esta relación se expresará en función de las pendientes m_1 , m_2 y m_a .

$$\tilde{i}_L(0) = -\tilde{d}\cdot T_s \cdot (m_1 + m_a) \quad (3.23)$$

$$\tilde{i}_L(T_s) = -\tilde{d}\cdot T_s \cdot (m_a - m_2) \quad (3.24)$$

Despejando el término \tilde{d} e igualando las expresiones (3.23) y (3.24):

$$\tilde{i}_L(T_s) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right) \quad (3.25)$$

Cuando han transcurrido n ciclos, la ecuación (3.25) se expresa como:

$$\tilde{i}_L(T_s) = \tilde{i}_L(0) \cdot \left(-\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right)^n \quad (3.26)$$

Se define un nuevo parámetro α'' :

$$\alpha'' = -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \quad (3.27)$$

La estabilidad en el transcurso de n ciclos depende de α'' .

$$|\tilde{i}_L(nT_s)| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{cuando } |\alpha''| < 1 \\ \infty & \text{cuando } |\alpha''| > 1 \end{cases} \quad (3.28)$$

La estabilidad del control en modo corriente de pico depende del valor α'' , que a su vez depende de la rampa de compensación m_a . La rampa de compensación añade un grado de libertad al control y se utiliza para garantizar la estabilidad en ciclos de trabajo superiores a 0.5. Cuanto mayor es la rampa de compensación, menor es el valor de α'' , lo cual favorece la estabilidad.

El valor de la rampa de compensación no está reñido a un único valor, la elección puede depender de la experiencia previa del diseñador o del criterio matemático de la estabilidad (3.28).

Un valor usualmente es asignado a la rampa de compensación es:

$$m_a = \frac{1}{2} \cdot m_2 \quad (3.29)$$

Al sustituir en (3.28) se comprueba que este es el valor mínimo de la rampa que garantiza la estabilidad, porque $|\alpha| < 1$ para $0 \leq D < 1$.

En este proyecto se utiliza la expresión (3.30) como criterio para calcular la pendiente de la rampa de compensación.

$$m_a = \frac{m_1 + m_2}{2} \quad (3.30)$$

Otro valor para la rampa de compensación es:

$$m_a = m_2 \quad (3.31)$$

EL resultado de sustituir (3.31) en (3.28) es $\alpha = 0$ para cualquier valor de D . Con este valor de la rampa de compensación el control elimina en un ciclo cualquier perturbación. Este tipo de control es conocido como “*deadbeat control*” o “*finite settling time*”.

En MCD no se añade rampa de compensación [13]. La bobina deja de ser variable de estado al descargarse totalmente durante el t_m . Una perturbación en la corriente a través de la bobina desaparece durante el t_m mientras se descarga la bobina. Si se conoce que el convertidor trabajará en MCC y MCD indistintamente se deberá incluir en el diseño una rampa de compensación para garantizar la estabilidad para ciclos de trabajos superiores al 0.5 cuando el convertidor trabaje en MCC.

3.4 Modelado del convertidor en modo corriente de pico.

El lazo externo de tensión se diseña una vez que se ha calculado la función de transferencia del lazo interno de corriente. Para aplicar los criterios de estabilidad al lazo externo de tensión es necesario conocer previamente el comportamiento dinámico del lazo interno de corriente, la impedancia de salida, la ganancia de la regulación de línea, así como otras características, que pueden ser modeladas a través de un diagrama de bloques del lazo interno de corriente. El objetivo del epígrafe es obtener las

funciones de transferencia de la planta y el modulador para construir dicho diagrama de bloques.

3.4.1 Estructura general del modelo

El lazo interno del control en modo corriente de pico puede ser implementado mediante un modelo sencillo, donde el modulador y la planta son modelados conjuntamente, para lo cual se considera que el valor medio de la corriente $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ es igual $i_c(t)$ porque el rizado de la corriente y el de la bobina son considerados despreciables. Un modelo más preciso contempla todas las perturbaciones que afectan al ciclo de trabajo \tilde{d} , y por lo tanto a la planta. Para que el modelo se comporte lo más próximo a la realidad es necesario separar el modelado de la planta del modelo del modulador, Figura 3.18, a fin de considerar todas las perturbaciones.

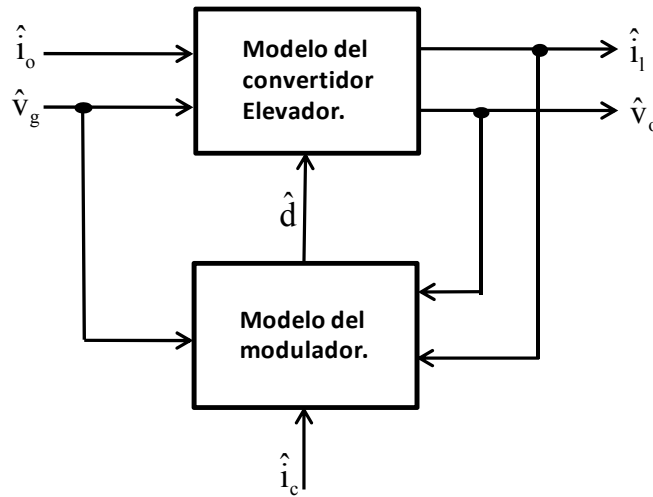


Figura 3.18 Modelo preciso del lazo interno de corriente.

Las perturbaciones que influyen en el comportamiento de la planta son: corriente de salida \tilde{i}_o , tensión de entrada \tilde{v}_g . Las salidas de la planta son: la corriente a través de la bobina \tilde{i}_L y la tensión de salida \tilde{v}_o .

El modulador varía la salida, el ciclo de trabajo \tilde{d} , proporcionalmente a la corriente de control \tilde{i}_c . Al tratarse de un modelo más completo, la salida del modulador también depende de las perturbaciones producidas en la tensión de entrada \tilde{v}_g , en la tensión de salida \tilde{v}_o y en la corriente a través de la bobina \tilde{i}_L .

En los siguientes epígrafes se construirá el diagrama de bloques que modela el lazo interno de corriente del control en modo corriente de pico. Primeramente se obtendrá el diagrama de bloques que corresponde al modulador, posteriormente se construirá un modelo más preciso, que incluya el retardo que se produce durante el muestreo de la señal \tilde{i}_L . Seguidamente se deducirá el modelo de la planta en MCC y MCD a partir del circuito promediado del convertidor. Finalmente se obtendrá el modelo completo del lazo interno del control para el modo de conducción continuo.

3.4.2 Modelo básico del modulador.

El modelo del modulador se obtiene a partir del análisis la relación entre el valor promedio de la corriente en la bobina, $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$ y el valor promedio de la corriente de control $i_C(t)$ a lo largo de un período de conmutación. La expresión que las relaciona incluye las perturbaciones que afectan la corriente a través de la bobina [12].

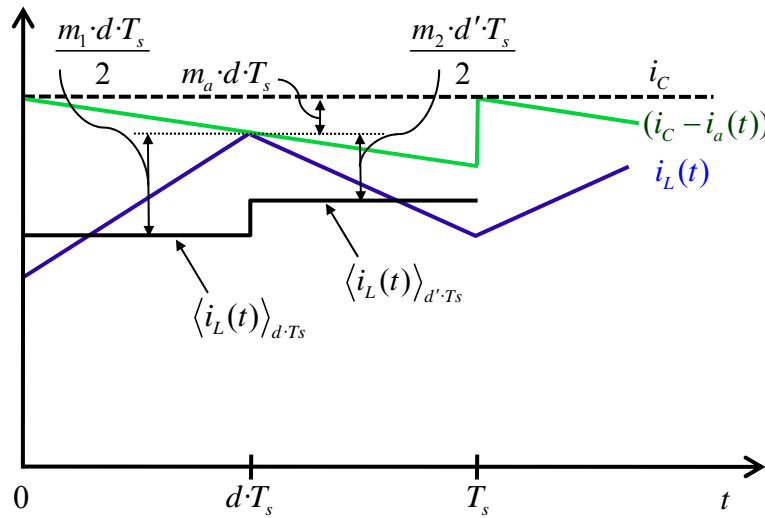


Figura 3.19 Formas de onda de la corriente de control, corriente en la bobina y rampa de compensación.

La corriente en la bobina $i_L(t)$ crece con pendiente m_1 durante el intervalo $d \cdot T_s$ y decrece con una pendiente m_2 durante el intervalo $d' \cdot T_s$. El valor de la pendiente de la rampa de compensación $i_a(t)$ es m_a . Se considera que el valor de la corriente de control i_C no varía.

En la Figura 3.19 se observa que la suma del valor instantáneo de la corriente en la bobina $i_L(t)$ y el valor instantáneo de la rampa de compensación $i_a(t)$ en el instante dT_s es igual a al valor de la corriente de control i_C . En dicho instante el valor de la rampa de compensación corresponde a $m_a \cdot dT_s$.

En régimen transitorio $i_L(0)$ no es igual a $i_L(T)$, tampoco son iguales los valores medio de la corriente de la bobina durante cada subintervalo de un período.

El valor máximo que alcanza la corriente de la bobina durante $0 < t < dT_s$ es $\frac{m_1 \cdot d \cdot T_s}{2}$ y el valor que disminuye durante el subintervalo de tiempo $d' \cdot T_s < t < T_s$ es $\frac{m_2 \cdot d' \cdot T_s}{2}$.

Los valores medios de la corriente en la bobina durante el primer y el segundo subintervalo pueden se escriben como $d \cdot \frac{m_1 \cdot d \cdot T_s}{2}$ y $d' \cdot \frac{m_2 \cdot d' \cdot T_s}{2}$ respectivamente.

La relación entre la corriente en la bobina y la corriente de control es:

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} - m_a \cdot d \cdot T_s - \frac{m_1 \cdot d^2 \cdot T_s}{2} - \frac{m_1 \cdot d'^2 \cdot T_s}{2} \quad (3.32)$$

Para obtener la función de transferencia del modulador hay que promediar y perturbar la expresión (3.32).

Las señales promediadas y perturbadas en torno al punto de trabajo (I_L, I_C, D, M_1, M_2) son:

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \tilde{i}_L(t) \quad (3.33)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = I_C + \tilde{i}_C(t) \quad (3.34)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (3.35)$$

$$m_1(t) = M_1 + \tilde{m}_1(t) \quad (3.36)$$

$$m_2(t) = M_2 + \tilde{m}_2(t) \quad (3.37)$$

Sustituir las expresiones (3.33) hasta (3.37) en (3.32).

$$(I_L + \tilde{i}_L(t)) = (I_C + \tilde{i}_C(t)) - M_a \cdot T_s \cdot (D + \tilde{d}(t)) - \frac{T_s}{2} \cdot (M_1 + \tilde{m}_1(t)) \cdot (D + \tilde{d}(t))^2 - \frac{T_s}{2} \cdot (M_2 + \tilde{m}_2(t)) \cdot (D' - \tilde{d}(t))^2 \quad (3.38)$$

Las perturbaciones de las pendientes del convertidor elevador \tilde{m}_1 y \tilde{m}_2 son:

$$\tilde{m}_1 = \frac{\tilde{v}_g}{L} \quad (3.39)$$

$$\tilde{m}_2 = \frac{\tilde{v}_o - \tilde{v}_g}{L} \quad (3.40)$$

Sustituir (3.39) y (3.40) en la expresión (3.38).

$$(I_L + \tilde{i}_L(t)) = (I_C + \tilde{i}_C(t)) - M_a \cdot T_s \cdot (D + \tilde{d}(t)) - \frac{T_s}{2} \cdot \left(M_1 + \frac{\tilde{v}_g}{L} \right) \cdot (D + \tilde{d}(t))^2 - \frac{T_s}{2} \cdot \left(M_2 + \frac{\tilde{v}_o - \tilde{v}_g}{L} \right) \cdot (D' - \tilde{d}(t))^2 \quad (3.41)$$

Desarrollar los términos elevados al cuadrado de la expresión (3.41).

$$(I_L + \tilde{i}_L(t)) = (I_C + \tilde{i}_C(t)) - M_a \cdot T_s \cdot (D + \tilde{d}(t)) - \frac{T_s}{2} \cdot \left(M_1 + \frac{\tilde{v}_g}{L} \right) \cdot (D^2 + 2 \cdot D \cdot \tilde{d}(t) + \tilde{d}^2(t)) - \frac{T_s}{2} \cdot \left(M_2 + \frac{\tilde{v}_o - \tilde{v}_g}{L} \right) \cdot (D'^2 - 2 \cdot D' \cdot \tilde{d}(t) + \tilde{d}^2(t)) \quad (3.42)$$

Despreciar los términos que sean el producto o el cuadrado de valores perturbados.

$$(I_L + \tilde{i}_L) = (I_C + \tilde{i}_C) - M_a \cdot T_s \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot M_1 \cdot 2 \cdot D \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot \frac{D^2}{L} \cdot \tilde{v}_g - \frac{T_s}{2} \cdot M_2 \cdot D' \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\tilde{v}_o - \tilde{v}_g}{L} \cdot D'^2 \quad (3.43)$$

$$\tilde{i}_L = \tilde{i}_C - M_a \cdot T_s \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot M_1 \cdot 2 \cdot D \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot \frac{D^2}{L} \cdot \tilde{v}_g + \frac{T_s}{2} \cdot M_2 \cdot 2 \cdot D' \cdot \tilde{d} - \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\tilde{v}_o - \tilde{v}_g}{L} \cdot D'^2 \quad (3.44)$$

Se agrupan todos los términos multiplicados por \tilde{d} .

$$\left(\frac{T_s}{2} \cdot M_1 \cdot 2 \cdot D - M_a \cdot T_s - \frac{T_s}{2} \cdot M_2 \cdot 2 \cdot D' \right) \cdot \tilde{d} = \tilde{i}_C - \tilde{i}_L - \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (D^2 - D'^2) \cdot \tilde{v}_g - \frac{T_s}{2} \cdot \frac{D'^2}{L} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.45)$$

En el equilibrio se cumple que:

$$D' = D \cdot \frac{M_1}{M_2} \quad (3.46)$$

Sustituyendo (3.46) sobre (3.45) se obtiene:

$$\tilde{d} = \frac{1}{M_a \cdot T_s} \cdot \left(\tilde{i}_C - \tilde{i}_L - \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (D^2 - D'^2) \cdot \tilde{v}_g - \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot D'^2 \cdot \tilde{v}_o \right) \quad (3.47)$$

La función de transferencia del modulador es independiente del tipo de convertidor que controla.

$$\tilde{d} = F_m \cdot (\tilde{i}_C - \tilde{i}_L - F_g \cdot \tilde{v}_g - F_o \cdot \tilde{v}_o) \quad (3.48)$$

Se identifican los términos de la expresión (3.48) en la expresión (3.47).

$$F_m = \frac{1}{M_a \cdot T_s} \quad (3.49)$$

$$F_o = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot D'^2 \quad (3.50)$$

$$F_v = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (D^2 - D'^2) \quad (3.51)$$

El término D' puede expresarse como:

$$D' = 1 - D \quad (3.52)$$

Sustituyendo (3.52) en (3.51) la constante F_g puede ser expresada como:

$$F_g = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.53)$$

A partir de la expresión (3.48) se construye el diagrama de bloques que modela al modulador, Figura 3.20.

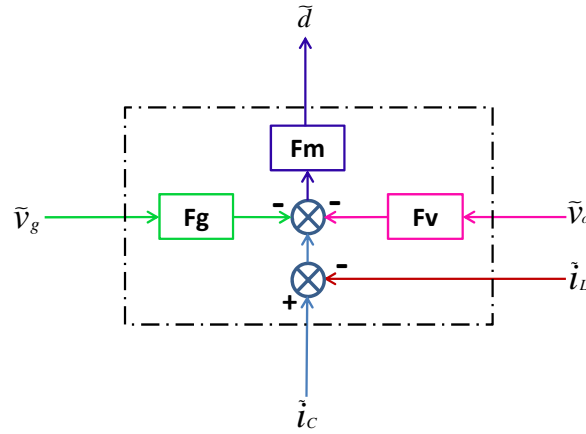


Figura 3.20 Modelo del modulador.

3.4.3 Modelo preciso del modulador incluyendo los efectos del muestreo.

El modelo propuesto del modulador no es totalmente preciso, no incluye el retardo que se produce cuando se muestrea una señal.

El lazo interno de corriente del convertidor se comporta como un retenedor de orden cero, porque convierte una señal analógica i_c en una señal digital 0 ó 1 de ancho de pulso variable (PWM) y como tal presenta un retardo. El modelo preciso del lazo interno de corriente incluye el retardo producido por el muestreo.

Al inicio del ciclo se muestrea i_c , el control toma este resultado como referencia y funciona en base al mismo, sin embargo, la señal analógica i_c continúa evolucionando pero el control aún tiene como referencia el valor de i_c medido al inicio del ciclo. Hasta el siguiente ciclo cuando se muestrea nuevamente i_c el control no actualiza el valor de la señal. El tiempo transcurrido entre dos muestreos consecutivos, constituye el retardo de muestreo.

Para obtener el modelo preciso del modulador [5] y [10] calculan la función de transferencia discreta (dominio de Z) de la corriente de la bobina i_L respecto a la tensión de control $v_c = i_c \cdot R_f$. La función de transferencia obtenida lleva implícito el retardo. El modelo del modulador se construye en el dominio de Laplace, para lo cual se

transforma la función de transferencia inicialmente discreta (dominio de Z) en una función continua (dominio de Laplace).

La relación entre el dominio discreto y el dominio continuo es:

$$z = A \cdot e^{-sT_s} \quad (3.54)$$

Donde A es una constante (se considera $A=1$) y T_s el período de muestreo. La exponencial en la expresión (3.54) presenta problemas de convergencia, sin embargo es posible aplicar el teorema de Padé, de modo que la exponencial puede aproximarse mediante el cociente de polinomios racionales [17].

$$e^{-sT_s} \approx \frac{1 - \frac{1}{2} \frac{s}{\omega_s} + \left(\frac{s}{\omega_s} \right)^2}{1 + \frac{1}{2} \frac{s}{\omega_s} + \left(\frac{s}{\omega_s} \right)^2} = \frac{1 - \frac{sT_s}{2} + \frac{(sT_s)^2}{\pi^2}}{1 + \frac{sT_s}{2} + \frac{(sT_s)^2}{\pi^2}} \quad (3.55)$$

Al sustituir (3.54) y (3.55) en la función de transferencia discreta se obtiene la función de transferencia de la corriente en la bobina respecto a la corriente de control precisa, que se nombra como $G_{IL\&ic}(s)$.

La función de transferencia del modulador obtenida en el epígrafe anterior fue desarrollada a partir de expresiones en el dominio continuo (Laplace) y no contempla el retardo del muestreo. Se llamará a esta función de transferencia $E(s)$.

Al comparar $G_{IL\&ic}(s)$ y $E(s)$ se observa que para ser iguales entre sí, $E(s)$ debe ser multiplicada por el polinomio que modela el retardo producido durante el muestreo.

$$G_{IL\&ic}(s) = E(s) \cdot H_e(s) \quad (3.56)$$

El valor de $H_e(s)$ es calculado en [10].

$$H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_Z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (3.57)$$

Los valores ω_n y Q_z son:

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (3.58)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (3.59)$$

El retardo del muestreo es una característica intrínseca del control, es independiente de modo de trabajo MCC o MCD y del tipo de convertidor.

La Figura 3.21 muestra el modelo preciso del modulador. En el modelo se ha incluido la ganancia del sensor de corriente R_f .

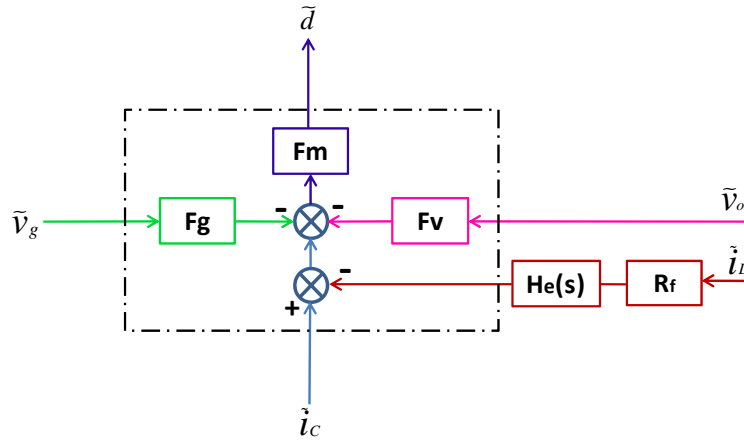


Figura 3.21 Modelo preciso del modulador.

3.4.4 Obtención de las funciones de transferencia de la planta en bucle abierto.

El diseño del modelo del lazo interno de corriente se ha dividido en dos partes diferenciadas entre sí, por un lado el modelo del modulador, que ha sido propuesto en el epígrafe anterior y por otro lado el modelo de la planta. El objetivo de este epígrafe es obtener el modelo de la planta del lazo interno de corriente del convertidor elevador.

Genéricamente el convertidor puede ser considerado como un bloque con dos salidas y tres entradas, Figura 3.22.

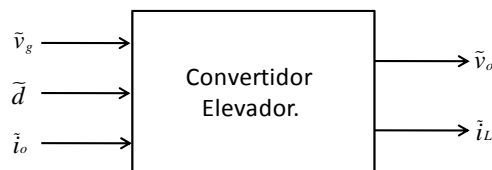


Figura 3.22 Modelo genérico del convertidor elevador.

Para construir el modelo de la planta se halla la relación de ambas salidas con cada una de las entradas.

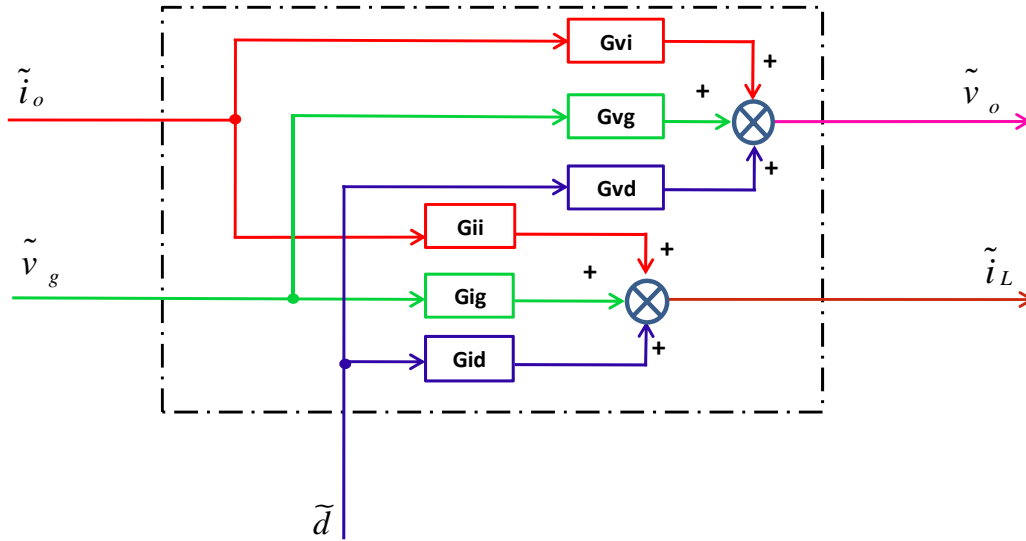


Figura 3.23 Modelo de la planta del convertidor elevador.

$$\tilde{v}_o = G_{vg} \cdot \tilde{v}_g + G_{vd} \cdot \tilde{d} - G_{vi} \cdot \tilde{i}_o \quad (3.60)$$

$$\tilde{i}_L = G_{ig} \cdot \tilde{v}_g + G_{id} \cdot \tilde{d} - G_{ii} \cdot \tilde{i}_o \quad (3.61)$$

Cada una de las funciones de transferencia se obtendrá a partir del circuito equivalente en pequeña señal del convertidor elevador. El procedimiento para obtener el mismo se realiza en tres pasos:

- Promediado del circuito del convertidor elevador. Para propósitos de control, los valores medios de las tensiones y de las corrientes son más útiles que los valores instantáneos que se producen durante un período de conmutación [15].
- Linealización del circuito. Consiste en derivar en torno del punto de trabajo.
- Anular las entradas que no correspondan a la función de transferencia que esté calculando.

El número total de funciones de transferencias que se obtienen son seis. A continuación se explicarán los pasos para conseguir una de ellas G_{vd} para el modo de conducción continuo y discontinuo, el desarrollo de las cinco funciones de transferencias restantes se encuentran en el Anexo.

3.4.4.1 Modo de conducción continuo.

El primer paso es obtener el circuito del convertidor elevador promediado. Para ello se sustituye el diodo y el transistor por fuentes dependientes de tensión o de corriente (la elección de una u otra no influye en el resultado). Nunca se pondrá una fuente de tensión en paralelo a un condensador o dos fuentes de corriente en serie con una bobina [9], Figura 3.24 (a) y (b) respectivamente.

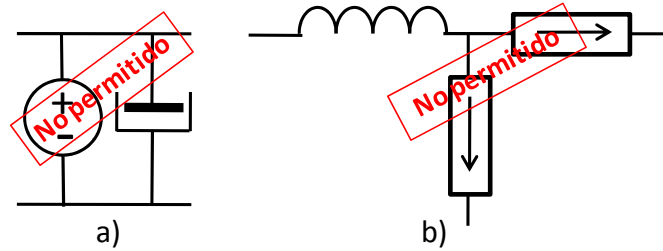


Figura 3.24 Configuraciones no permitidas en el promediado del circuito del convertidor.

El resultado de la sustitución es el que se muestra en Figura 3.25.

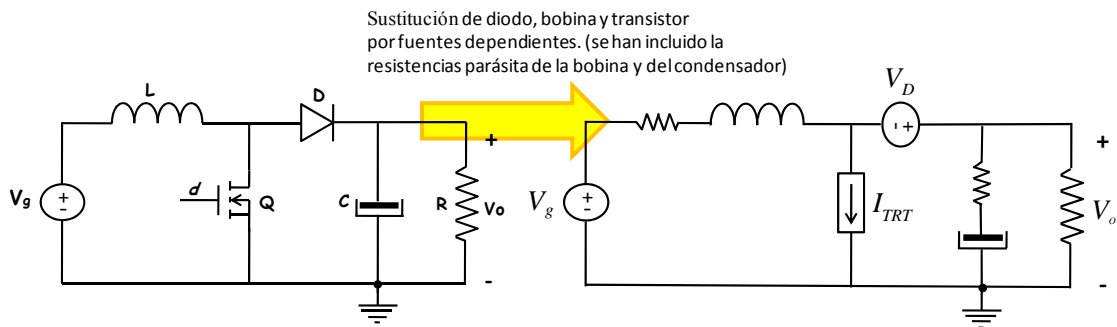


Figura 3.25 Circuito equivalente con red de conmutación sustituida por fuentes dependientes.

El valor de las fuentes dependientes son los valores promedios de: la tensión de entrada V_g , la corriente a través del transistor I_{TRT} (el valor instantáneo de la corriente en el transistor durante el T_{on} es igual al valor instantáneo de la corriente en la bobina) y la tensión que experimenta el diodo V_D (el valor instantáneo de la tensión en el diodo es igual a la tensión de salida durante el T_{on}). Los valores promedios de las variables que se han citado anteriormente se calculan a partir de la Figura 3.26.

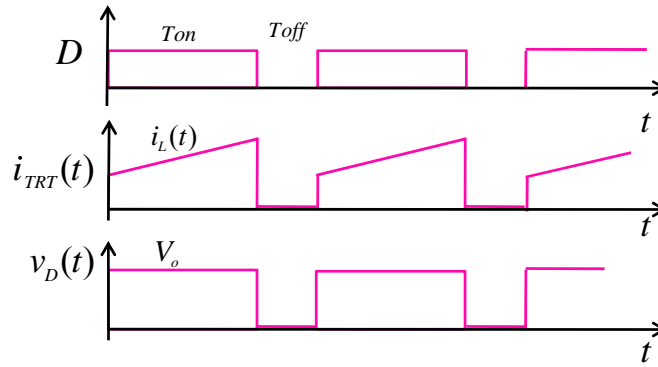


Figura 3.26 Evolución temporal de la corriente en el transistor y tensión en el diodo de con convertidor elevador.

$$\langle v_D \rangle = V_o \cdot D \quad (3.62)$$

$$\langle i_{TRT} \rangle = I_L \cdot D \quad (3.63)$$

Se observa en (3.63) que el valor promedio de la corriente a través del transistor depende de la corriente a través de la bobina.

$$I_L = \frac{V_o}{(1-D)^2 \cdot R} \quad (3.64)$$

Se conoce que las ecuaciones del convertidor elevador no son lineales, para linealizarlas derivan parcialmente las expresiones (3.62) y (3.63) respecto a las variables susceptibles a ser perturbadas y que son: \tilde{v}_g , \tilde{d} , \tilde{i}_o , \tilde{v}_o y \tilde{i}_L .

$$\tilde{v}_D = \frac{\partial V_D}{\partial v_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial V_D}{\partial d} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial V_D}{\partial i_o} \cdot \tilde{i}_o + \frac{\partial V_D}{\partial i_L} \cdot \tilde{i}_L + \frac{\partial V_D}{\partial v_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.65)$$

$$\tilde{v}_D = D \cdot \tilde{v}_o + V_o \cdot \tilde{d} \quad (3.66)$$

$$\tilde{i}_{TRT} = \frac{\partial I_{TRT}}{\partial v_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial I_{TRT}}{\partial d} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial I_{TRT}}{\partial i_L} \cdot \tilde{i}_L + \frac{\partial I_{TRT}}{\partial i_o} \cdot \tilde{i}_o + \frac{\partial I_{TRT}}{\partial v_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.67)$$

$$\tilde{i}_{TRT} = D \cdot \tilde{i}_L + I_L \cdot \tilde{d} \quad (3.68)$$

Tras haber linealizado las expresiones de partida (3.62) y (3.63) se modifica el circuito promediado de la Figura 3.25 para obtener un circuito equivalente en pequeña señal, el resultado se muestra en la Figura 3.27.

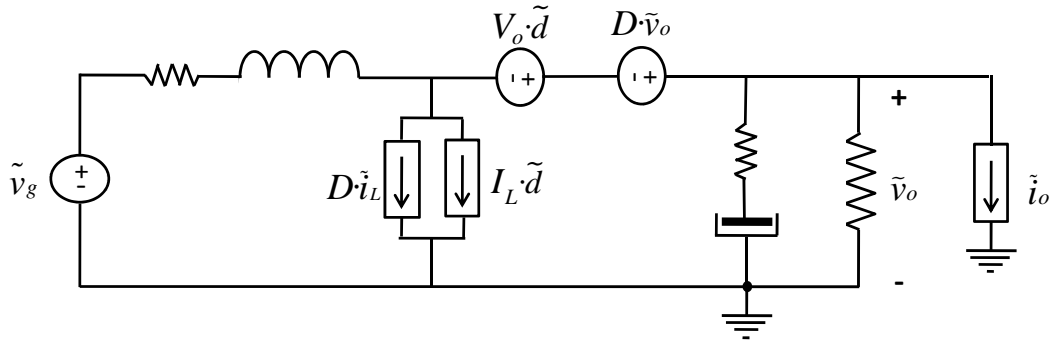


Figura 3.27 Circuito del convertidor elevador promediado y linealizado.

Dado que la función de transferencia que se calculará es G_{vd} se anulan las entradas \tilde{v}_g e \tilde{i}_o , Figura 3.28.

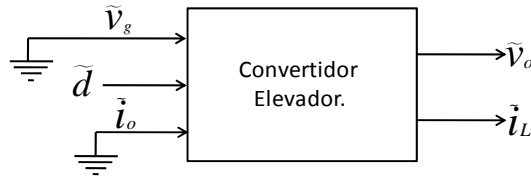


Figura 3.28 Modelo de la planta para calcular la relación entre la salida y el ciclo de trabajo.

El nuevo circuito equivalente se muestra en la Figura 3.29.

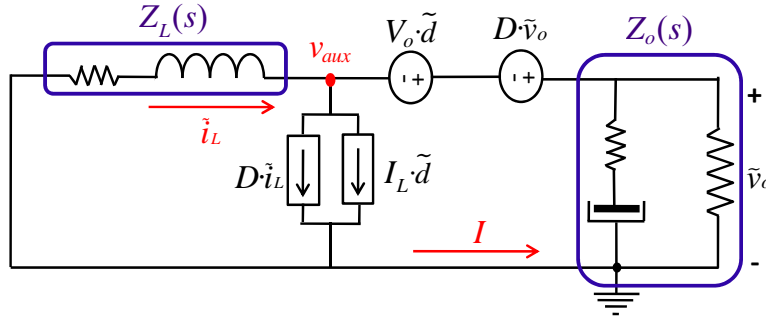


Figura 3.29 Circuito en pequeña señal del convertidor elevador.

Se definen las impedancias, las resistencias r_c y r_L son las resistencias parásitas del condensador y la bobina respectivamente.

$$Z_L(s) = r_L + s \cdot L \quad (3.69)$$

$$Z_C(s) = r_c + \frac{1}{s \cdot C} \quad (3.70)$$

$$Z_o(s) = Z_C(s) \parallel R = \frac{R \cdot (s \cdot C \cdot r_c + 1)}{s \cdot C \cdot (R + r_c) + 1} \quad (3.71)$$

A partir de la Figura 3.29 se plantea un sistema de cuatro ecuaciones.

$$D \cdot \tilde{i}_L + I \cdot \tilde{d} = \tilde{i}_L + I \quad (3.72)$$

$$\tilde{v}_o = -I \cdot Z_o(s) \quad (3.73)$$

$$v_{aux} = -\tilde{i}_L \cdot Z_L(s) \quad (3.74)$$

$$v_{aux} = \tilde{v}_o - V_o \cdot \tilde{d} - D \cdot \tilde{v}_o \quad (3.75)$$

Despejar el término I de las expresiones (3.72) y (3.73) e igualar las mismas.

$$-\frac{\tilde{v}_o}{Z_o(s)} = -\tilde{i}_L \cdot (1 - D) + I_L \cdot \tilde{d} \quad (3.76)$$

$$I_L \cdot (1 - D) = \frac{\tilde{v}_o}{Z_o(s)} + I_L \cdot \tilde{d} \quad (3.77)$$

$$\tilde{i}_L = \frac{1}{(1 - D)} \cdot \left(\frac{\tilde{v}_o}{Z_o(s)} + I_L \cdot \tilde{d} \right) \quad (3.78)$$

Igualar las expresiones (3.74) y (3.75).

$$-\tilde{i}_L \cdot Z_L(s) = \tilde{v}_o \cdot (1 - D) - V_o \cdot \tilde{d} \quad (3.79)$$

Sustituir (3.78) en (3.79).

$$-\frac{1}{(1 - D)} \cdot \left(\frac{\tilde{v}_o}{Z_o(s)} + I_L \cdot \tilde{d} \right) \cdot Z_L(s) = \tilde{v}_o \cdot (1 - D) - V_o \cdot \tilde{d} \quad (3.80)$$

Multiplicar (3.80) por -1.

$$\frac{1}{(1 - D)} \cdot Z_L(s) \cdot \left(\frac{\tilde{v}_o}{Z_o(s)} + I_L \cdot \tilde{d} \right) = -\tilde{v}_o \cdot (1 - D) + V_o \cdot \tilde{d} \quad (3.81)$$

Sacar factor común \tilde{v}_o de la expresión (3.81)

$$\tilde{v}_o \cdot \left(\frac{Z_L(s)}{(1-D) \cdot Z_o(s)} + (1-D) \right) = d \cdot \left(V_o - \frac{Z_L(s)}{(1-D)} \cdot I_L \right) \quad (3.82)$$

La relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo es:

$$G_{vd} = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{\left(V_o - \frac{Z_L(s)}{(1-D)} \cdot I_L \right) \cdot Z_o(s)}{\frac{Z_L(s)}{(1-D)} + Z_o(s) \cdot (1-D)} \quad (3.83)$$

A continuación se desarrolla el denominador de la expresión (3.83) porque todas las funciones de transferencia de la planta presentan el mismo denominador.

$$\Delta = \frac{1}{\frac{Z_L(s)}{(1-D)} + Z_o(s) \cdot (1-D)} \quad (3.84)$$

$$\Delta = \frac{1}{(1-D) \cdot \left[\frac{Z_L(s)}{(1-D)^2} + Z_o(s) \right]} \quad (3.85)$$

Se sustituye (3.69) y (3.71) en (3.85)

$$\Delta = \frac{1}{(1-D) \cdot \left[\frac{(r_L + s \cdot L)}{(1-D)^2} + \frac{R \cdot (r_C \cdot s \cdot C + 1)}{(R + r_C) \cdot s \cdot C + 1} \right]} \quad (3.86)$$

$$\Delta = \frac{1}{(1-D) \cdot \left[\frac{r_L}{(1-D)^2} + s \cdot \frac{L}{(1-D)^2} + \frac{R \cdot (r_C \cdot s \cdot C + 1)}{(R + r_C) \cdot s \cdot C + 1} \right]} \quad (3.87)$$

Se define en la expresión (3.87) $L_{equivalente} = \frac{L}{(1-D)^2}$. Esto supone que el valor de la

bobina en el convertidor no corresponde con el valor físico de la misma, ya que está dividido por un término que depende del ciclo de trabajo.

$$\Delta = \frac{1}{(1-D) \left[\frac{r_L}{(1-D)^2} + s \cdot Lequivalente + \frac{R(r_C \cdot s \cdot C + 1)}{(R + r_C) \cdot s \cdot C + 1} \right]} \quad (3.88)$$

Finalmente la función de transferencia G_{vd} es:

$$G_{vd} = \frac{V_o}{R(1-D)^2} \left(R(1-D)^2 - r_L - s \cdot L \right) \cdot \left(\frac{s \cdot C \cdot r_C + 1}{s \cdot C} \right) \cdot \Delta \quad (3.89)$$

3.4.4.2 Modo de conducción discontinuo.

Las funciones de transferencia de la planta en MCD se obtendrán a partir del método de corriente inyectada [18]. Las funciones de transferencias de la planta obtenidas a partir de este método son de orden reducido, eso significa que solo funcionan adecuadamente en bajas frecuencias.

En el MCD la bobina desaparece como variable de estado [4], por lo tanto la relación de la salida i_L respecto a las entradas es una constante.

El método de modelado basado en corrientes inyectadas solo promedia la corriente que inyecta la fuente de alimentación I_g y la corriente que es inyectada a la carga I_{RC} , Figura 3.30 y Figura 3.31 respectivamente.

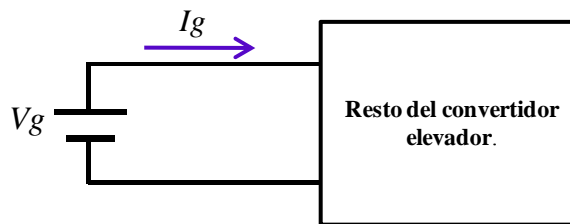


Figura 3.30 Corriente de la fuente inyectada al resto del convertidor.

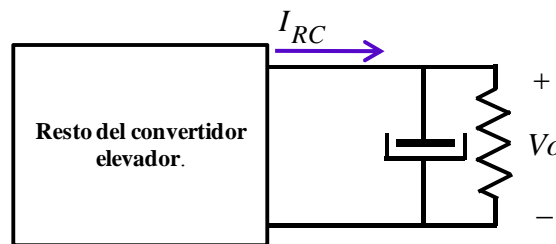


Figura 3.31 Corriente inyectada a la carga RC.

El siguiente paso es calcular los valores promedios de I_{RC} e I_g .

El valor de I_g corresponde a la corriente a través de la bobina durante el Ton y el de I_{RC} a la corriente a través de la misma durante el Toff.

Antes de comenzar el cálculo de la función de transferencia, se calcularán (a partir de la gráfica Figura 3.32) determinados términos que se requerirán a lo largo del desarrollo matemático.

- Cálculo de la corriente promedio inyectada por la fuente $\langle I_g \rangle$

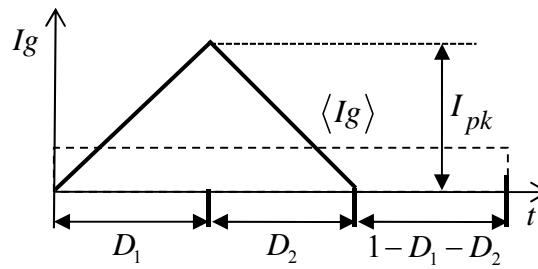


Figura 3.32 Corriente instantánea inyectada por la fuente al convertidor.

A partir de la Figura 3.32 se hallan las siguientes expresiones:

$$\langle i_L \rangle = \langle i_g \rangle = \frac{1}{2} (D_1 + D_2) \cdot I_{pk} \quad (3.90)$$

$$I_{pk} = \frac{V_g \cdot D_1}{f_{sw} \cdot L} \quad (3.91)$$

Se observa que la ecuación (3.90) se encuentran expresada en función de D_2 . A partir de la igualdad voltios por segundos (Figura 3.33) expresamos D_2 en función de D_1 .

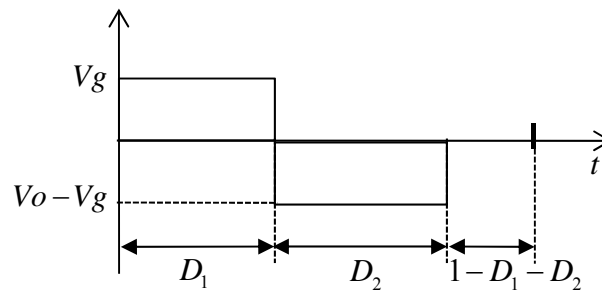


Figura 3.33 Tensión aplicada a la bobina durante un período de conmutación.

$$V_g \cdot D_1 = (V_o - V_g) \cdot D_2 \quad (3.92)$$

$$D_2 = \frac{V_g}{V_o - V_g} \cdot D_1 \quad (3.93)$$

Sustituyendo las expresiones (3.91) y (3.93) en (3.90) y desarrollando la misma se obtiene que:

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \cdot V_g \cdot D_1^2 \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) \quad (3.94)$$

Para simplificar se establece que:

$$k = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (3.95)$$

Y la expresión (3.94) queda reducida a:

$$\langle i_L \rangle = k \cdot V_g \cdot D_1^2 \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) \quad (3.96)$$

- Cálculo de la corriente promedio inyectada a la carga $\langle I_{RC} \rangle$

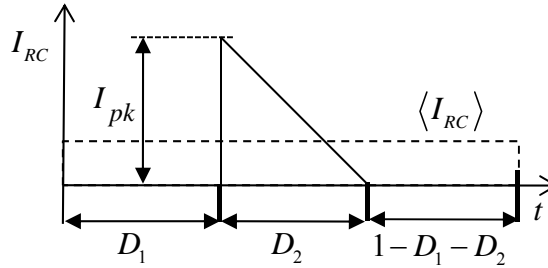


Figura 3.34 Corriente instantánea inyectada a la carga RC.

De la Figura 3.34 se establece que:

$$\langle i_{RC} \rangle = \frac{1}{2} \cdot D_2 \cdot I_{pk} \quad (3.97)$$

Se sustituye (3.93), (3.95) y (3.91) en (3.97) y el resultado es:

$$\langle i_{RC} \rangle = k \cdot D_1^2 \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \quad (3.98)$$

Ya se han obtenido los valores medios de las corrientes I_{RC} e I_g , dichas expresiones dependen de D_1 que se refiere al intervalo de tiempo durante el cual el transistor conduce, y que se ha llamado al comienzo del capítulo T_{on} . Para ser coherente con la nomenclatura en lo sucesivo se llamará D a D_1 . Las nuevas expresiones son:

$$\langle i_L \rangle = k V_g \cdot D^2 \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) \quad (3.99)$$

$$\langle i_{RC} \rangle = k \cdot D^2 \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \quad (3.100)$$

El siguiente paso es linealizar las expresiones (3.99) y (3.100) aplicando derivadas parciales tal y como se hizo para el cálculo de la función de transferencia G_{vd} para el modo de conducción continuo.

A continuación se verá que para el caso concreto del cálculo de G_{vd} no se necesita la expresión linealizada (iL), razón por la cual el desarrollo de la misma se encuentra en el Anexo.

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.101)$$

Al aplicar el principio de superposición mediante el cual se desprecia la perturbación que produce \tilde{v}_g la expresión (3.101) queda reducida a:

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.102)$$

Donde:

$$\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} = 2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \cdot \tilde{d} \quad (3.103)$$

$$\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} = -k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.104)$$

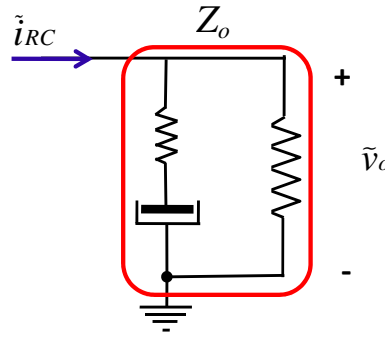


Figura 3.35 Corriente inyectada a la red de salida RC.

De la Figura 3.35 se deduce que:

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (3.105)$$

Igualando (3.102) y (3.105) se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (3.106)$$

$$\tilde{v}_o \cdot \left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right) = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} \quad (3.107)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D}}{\left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right)} \quad (3.108)$$

Finalmente sustituyendo (3.103) y (3.104) en (3.108):

$$G_{vd} = \frac{2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \quad (3.109)$$

3.4.5 Obtención de las funciones de transferencia del lazo interno de corriente.

El modelo del bucle del lazo interno de corriente se obtiene a partir del modelo del modulador y de la planta, que han sido desarrollados. Figura 3.36 muestra el diagrama de bloques del lazo interno de corriente del control del convertidor elevador.

Las salidas \tilde{v}_o e \tilde{i}_L del modelo dependen de las entradas \tilde{i}_o , \tilde{v}_g e \tilde{i}_C . A través de H_e se ha incluido en el modelo el retardo que se produce al muestrear una señal. La ganancia R_f corresponde a la ganancia del sensor. El modulador controla la planta a través de la señal de control \tilde{d} .

La relación entre las salidas y las entradas está determinada por (3.83) y (3.84).

$$\tilde{v}_o = A \cdot \tilde{v}_g + B \cdot \tilde{i}_c + C \cdot \tilde{i}_o \quad (3.110)$$

$$\tilde{i}_L = D \cdot \tilde{v}_g + E \cdot \tilde{i}_c + F \cdot \tilde{i}_o \quad (3.111)$$

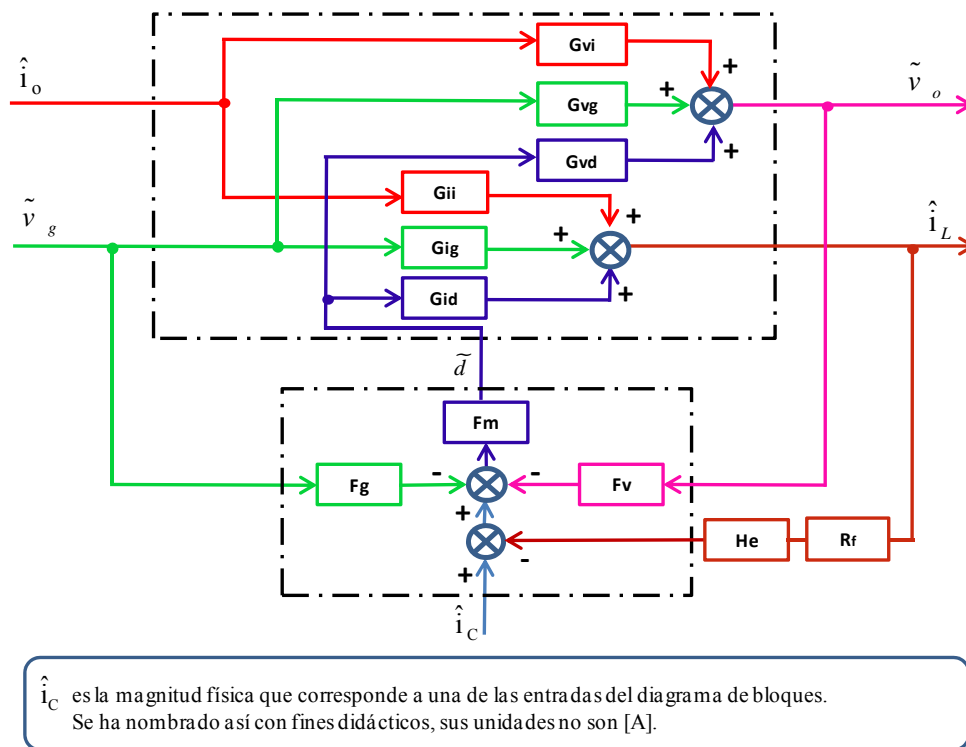


Figura 3.36 Modelo preciso del bucle interno de corriente del convertidor elevador controlado en modo corriente de pico.

Los coeficientes de las expresiones (3.110) y (3.111) se calculan aplicando el principio de superposición, que consiste en anular todas las entradas salvo la que se desea calcular.

A continuación se calculará el término A de la expresión (3.110), que corresponde a la función de transferencia de la tensión de salida respecto a la tensión de entrada $\frac{\tilde{v}_O}{\tilde{v}_g}$, para lo cual se anulan las entradas \tilde{i}_O e \tilde{i}_C de la Figura 3.36.

La Figura 3.37 presenta el diagrama de bloques que resulta tras anular las entradas \tilde{i}_o e \tilde{i}_c de la Figura 3.36.

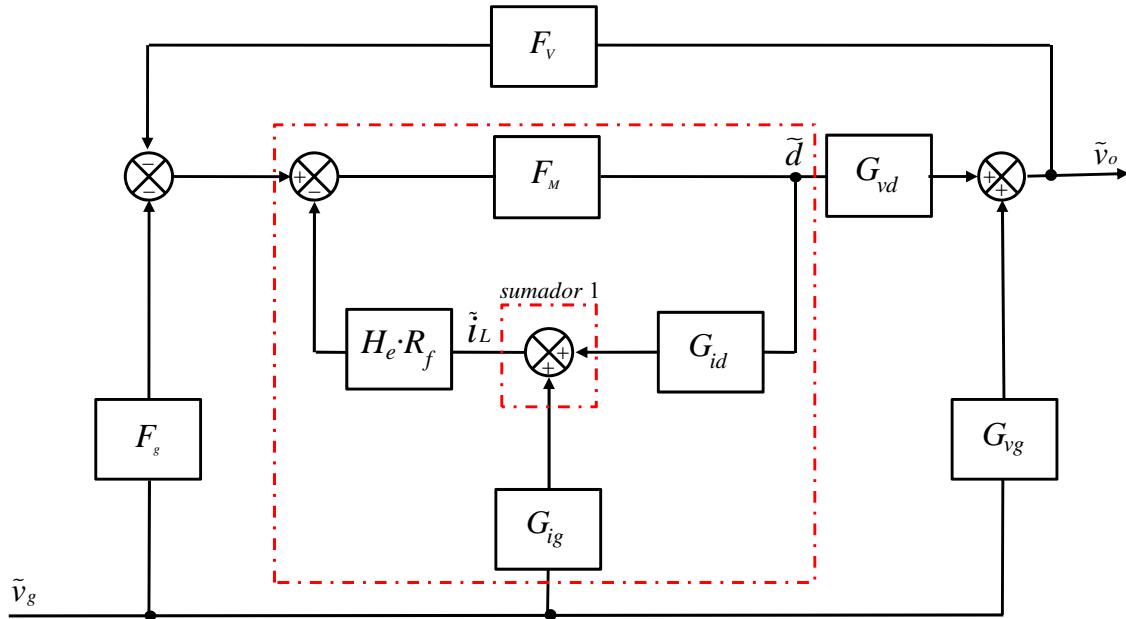


Figura 3.37 Diagrama de bloques de la función de transferencia $\tilde{v}_o / \tilde{v}_g$.

Para obtener la función de transferencia es necesario simplificar el diagrama de bloques de la Figura 3.37.

La región enmarcada de la Figura 3.37 indica el punto de partida de la simplificación. En primer lugar se desea desplazar el “sumador 1” hacia la izquierda del bloque $H_e \cdot R_f$. Desde el punto de vista matemático el desplazamiento se expresa como:

$$H_e \cdot R_f \cdot (G_{ig} + G_{id}) = H_e \cdot R_f \cdot G_{ig} + H_e \cdot R_f \cdot G_{id} \quad (3.112)$$

La Figura 3.38 representa la zona del diagrama de bloques de la Figura 3.37 que se está simplificando.

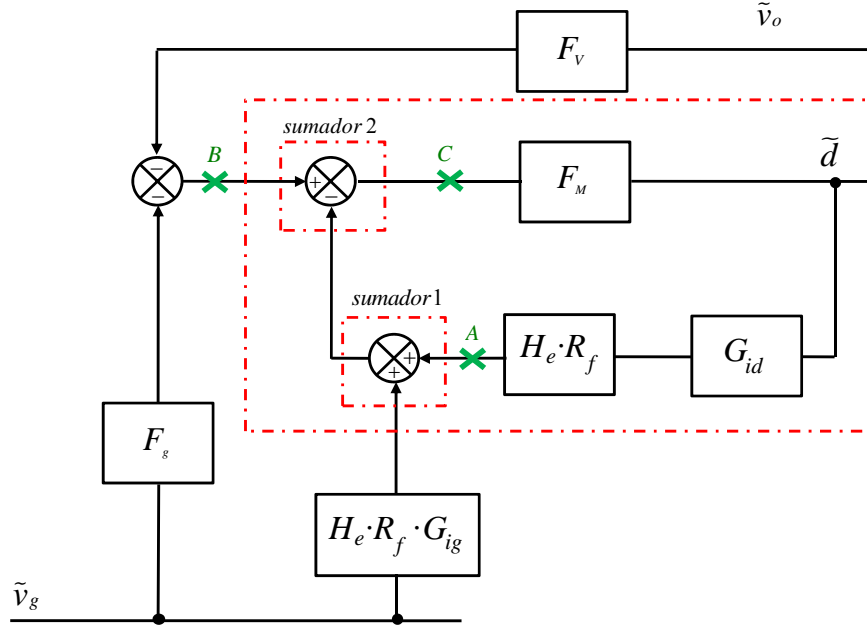


Figura 3.38 Simplificación 1

La zona enmarcada tiene el aspecto de un bucle de realimentación negativa, salvo por el sumador que impide obtener la función de transferencia de dicha región.

El siguiente paso consiste en desplazar el “sumador 1” hasta la izquierda del “sumador 2”. Las letras A, B y C en la Figura 3.38 indican el nombre de las señales en determinados puntos del diagrama de bloques.

Sea C la salida del sumado “sumador 2”.

$$C = B - (A + H_e \cdot R_f \cdot G_{ig}) \quad (3.113)$$

Alternativamente es posible expresar C como:

$$C = B - A - H_e \cdot R_f \cdot G_{ig} \quad (3.114)$$

La Figura 3.39 muestra el nuevo diagrama de bloques tras aplicar la simplificación (3.114) sobre el diagrama de bloques de la Figura 3.38.

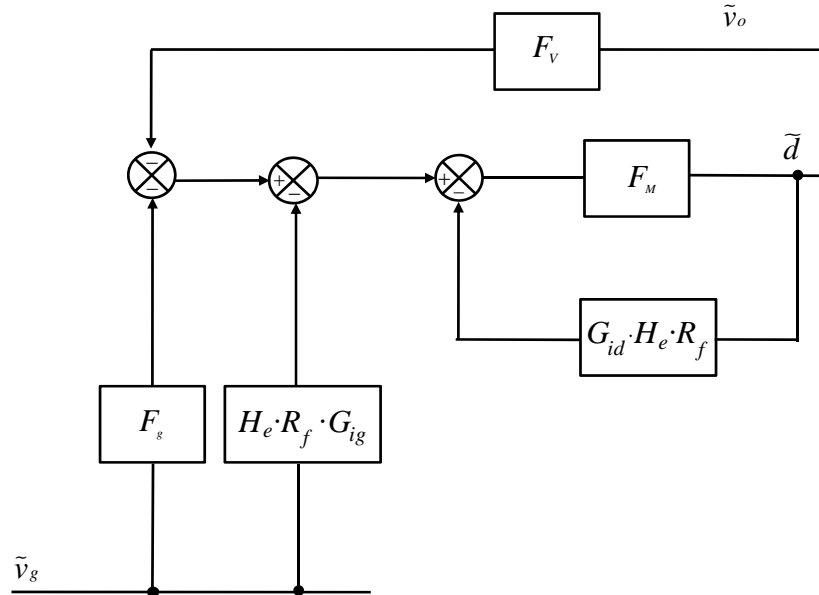


Figura 3.39 Simplificación 2.

Se simplifica el diagrama de la Figura 3.40.

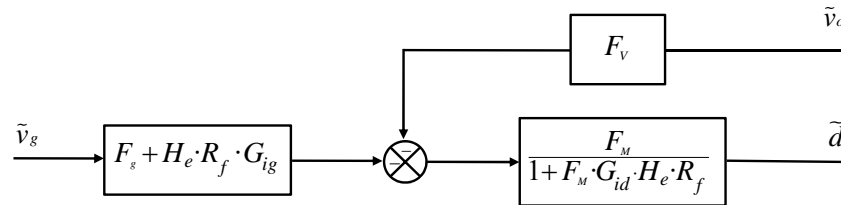


Figura 3.40 Simplificación 3.

La Figura 3.41 muestra el diagrama de bloques que se obtiene tras las sucesivas simplificaciones que se han aplicado sobre el diagrama de la Figura 3.37.

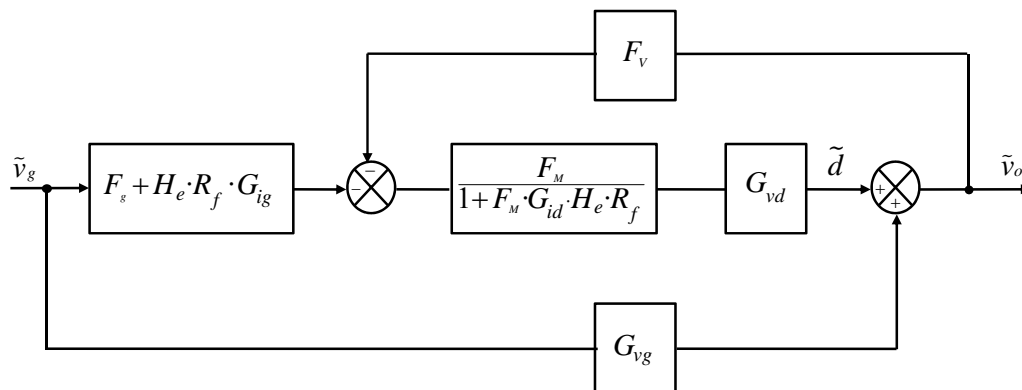


Figura 3.41 Simplificación 4.

Se simplifica el diagrama de bloques de la Figura 3.41.

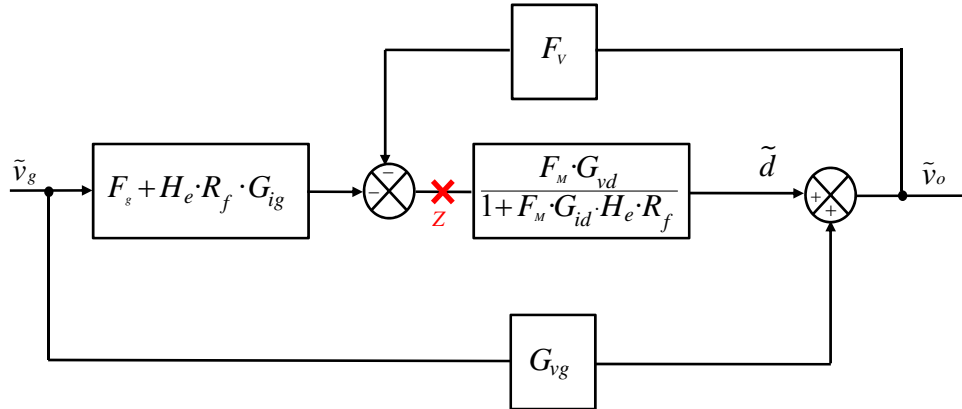


Figura 3.42 Simplificación 5.

Sobre la Figura 3.42 se ha marcado un punto, y se ha nombrado “Z” a la señal en ese punto. La Figura 3.43 muestra una forma equivalente de organizar el diagrama de bloques de la Figura 3.42.

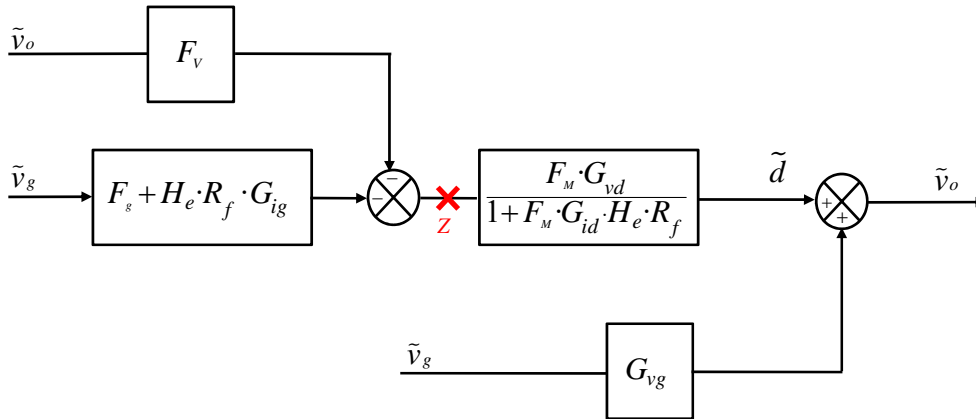


Figura 3.43 Diagrama de bloques simplificado para hallar la función de transferencia $\tilde{v}_o / \tilde{v}_g$

El cálculo de la función de transferencia $G_{vd} = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g}$ comienza en el punto “Z”.

El valor de la señal \tilde{v}_o es:

$$\tilde{v}_o = Z \cdot \frac{F_M \cdot G_{vd}}{1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f} + G_{vg} \cdot \tilde{v}_g \quad (3.115)$$

El valor de la señal en Z es:

$$Z = -(F_g + G_{ig} \cdot H_e \cdot R_f) \cdot \tilde{v}_g - F_v \cdot \tilde{v}_o \quad (3.116)$$

Sustituir (3.115) en (3.116)

$$\tilde{v}_o = -\frac{F_M \cdot G_{vd}}{1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f} \cdot (F_g + G_{ig} \cdot H_e \cdot R_f) \tilde{v}_g - \frac{F_M \cdot G_{vd} \cdot F_V}{1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f} \tilde{v}_o + G_{vg} \tilde{v}_g \quad (3.117)$$

$$\tilde{v}_o \cdot \left(1 + \frac{F_M \cdot G_{vd} \cdot F_V}{1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f} \right) = \tilde{v}_g \cdot \left(G_{vg} - \frac{F_M \cdot G_{vd}}{1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f} \cdot (F_g + G_{ig} \cdot H_e \cdot R_f) \right) \quad (3.118)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \frac{G_{vg} + G_{vg} \cdot F_M \cdot G_{id} \cdot H_e \cdot R_f - F_M \cdot G_{vd} \cdot F_g - F_M \cdot G_{vd} \cdot G_{ig} \cdot H_e \cdot R_f}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H_e \cdot R_f + F_V \cdot G_{vd})} \quad (3.119)$$

Finalmente la función de transferencia es:

$$A = \frac{G_{vg} - F_M \cdot G_{vd} \cdot F_g - F_M \cdot H_e \cdot R_f \cdot (G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vg} \cdot G_{id})}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H_e \cdot R_f + F_V \cdot G_{vd})} \quad (3.120)$$

El resto de los términos de las expresiones (3.110) y (3.111) se calculan de forma similar a “A”. El desarrollo de los mismos aparece en el Anexo.

3.5 Listado de las funciones de transferencia.

Funciones de transferencia del lazo interno de corriente del convertidor elevador.

$$A = \frac{G_{vg} - F_M \cdot G_{vd} \cdot F_g - F_M \cdot H_e \cdot R_f \cdot (G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vg} \cdot G_{id})}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H_e \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad B = \frac{F_M \cdot G_{vd}}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H_e \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})}$$

$$C = \frac{G_{vi} \cdot (1 + F_M \cdot G_{id} \cdot H \cdot R_f) - G_{ii} \cdot F_M \cdot H \cdot R_f \cdot G_{vd}}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad D = \frac{G_{ig} - F_M \cdot G_{id} \cdot F_g + F_M \cdot F_v \cdot (G_{ig} \cdot G_{vd} - G_{vg} \cdot G_{id})}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})}$$

$$E = \frac{F_M \cdot G_{id}}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad F = \frac{G_{ii} \cdot (1 + F_M \cdot F_v \cdot G_{vd}) - F_v \cdot G_{vi} \cdot F_M \cdot G_{id}}{1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})}$$

Modulador.

$$F_M = \frac{1}{M_a T_s} \quad F_v = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (1 - D)^2 \quad F_g = \frac{T_s}{2 \cdot L} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_Z} + \frac{s^2}{\omega_n^2}$$

Funciones de transferencia de la planta del convertidor elevador en MCC.

$$G_{vd}(s) = \frac{\left(V_o - \frac{Z_L(s)}{(1-D)} \cdot I_L \right) \cdot Z_o(s)}{\Delta l} \quad G_{vg}(s) = \frac{Z_o(s)}{\Delta l} \quad G_{vi}(s) = \frac{-\frac{Z_L(s)}{(1-D)} \cdot Z_o(s)}{\Delta l}$$

$$G_{id}(s) = \frac{I_L \cdot Z_o(s) + \frac{V_o}{(1-D)}}{\Delta l} \quad G_{ig}(s) = \frac{1}{\Delta l} \quad G_{ii}(s) = \frac{Z_o(s)}{\Delta l}$$

Funciones de transferencia de la planta del convertidor elevador en MCD.

$$G_{vg} = k \cdot \frac{2 \cdot V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) + D^2 \cdot V_g \cdot \frac{1}{\Delta 2}}{(V_o - V_g)^2} \quad G_{vd} = 2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \cdot \frac{1}{\Delta 2} \quad G_{vi} = -\frac{1}{\Delta 2}$$

$$G_{id} = 2 \cdot k \cdot V_g \cdot D \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) + k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \left(2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \right) \cdot \frac{1}{\Delta 2}$$

$$G_{ig} = k \cdot \frac{D^2 \cdot V_o \cdot (V_o - V_g) + V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} + k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{k \cdot \frac{2 \cdot V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) + D^2 \cdot V_g}{(V_o - V_g)^2}}{\Delta 2}$$

$$G_{ii} = k \cdot \frac{V_g^2 \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{1}{\Delta 2}$$

Otras expresiones.

$$Z_c(s) = \frac{1}{s \cdot C} + ESR_c \quad Z_o(s) = Z_o(s) \parallel R \quad Q_Z = -\frac{2}{\pi} \quad \omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad \Delta l = \frac{Z_L(s)}{(1-D)} + Z_o(s) \cdot (1-D)$$

$$Z_L(s) = s \cdot L + ESR_L \quad I_L = \frac{V_g}{(1-D)^2 \cdot R} \quad k = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad \Delta 2 = \frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2}$$

3.6 Breve análisis de los efectos físicos de los elementos de la planta y del modulador sobre el convertidor.

A partir de las expresiones que se han obtenido a lo largo del epígrafe es posible extraer información sobre el control en modo corriente de pico de un convertidor elevador.

3.6.1 Planta

- El término Δ equivale a un filtro paso bajo que multiplica todos los elementos de la planta.

La resistencia en serie del condensador r_c introduce un cero en el semiplano izquierdo a todas las funciones de transferencia de la planta.

- La función de transferencia G_{vd} tiene dos polos y dos ceros. Los polos y un cero están localizados en el semiplano izquierdo. La localización del otro cero depende de D . Si $0 < D < 1$ el cero se encuentra en el semiplano izquierdo, si $D > 1$ el cero se desplaza al semiplano derecho.
- La función de transferencia G_{vg} tiene dos polos (los polos pueden ser complejos conjugados o simples) y un cero localizados en el semiplano izquierdo.
- La función de transferencia G_{id} tiene dos polos y un cero. El cero está localizado en el semiplano izquierdo. La fase mínima es $\phi = 90^\circ$.

3.6.2 Modulador

De un modo similar al control en tensión, la ganancia del modulador del control en modo corriente de pico es:

$$G_{Mod} = \frac{1}{V_p} \quad (3.121)$$

Mientras que en el control en tensión V_p es un valor fijo, en el control en modo corriente de pico es variable, depende de la corriente a través de la bobina que actúa como señal diente de sierra.

La ganancia del lazo interno de corriente está estrechamente relacionada con el valor de la rampa de compensación dicha dependencia se pone de manifiesto en el estudio dinámico de la ganancia de tres de las seis funciones de transferencia del lazo interno de corriente para distintos valores de rampa de compensación [3]. La ganancia del bucle interno de corriente disminuye al aumentar la rampa de compensación

Los datos del convertidor utilizados para la simulación se muestran en la Tabla 2.

$V_{in}=10V$	$L=50\mu H$	$C=100\mu F$	$R=10\Omega$
$V_{out}=25V$	$r_L=0.01\Omega$	$r_L=20\cdot 10^3\Omega$	$f_{sw}=40kHz$

Tabla 2 Datos para el estudio de la relación entre la ganancia y el valor de la rampa de compensación.

La rampa artificial de compensación se ha calculado mediante la fórmula (3.122)

$$M_a = \frac{M_1 + |M_2|}{2} \quad (3.122)$$

Los valores que se tendrán en cuenta se muestran en la Tabla 3.







	$m_1=0.8\cdot M_a$
	$m_2=2\cdot M_a$
	$m_3=8\cdot M_a$
	$m_4=16\cdot M_a$
	$m_5=32\cdot M_a$
	$m_6=1000\cdot M_a$

Tabla 3 Valores de la rampa empleado en el estudio de la respuesta dinámica del lazo interno del convertidor elevador en función del valor de la pendiente de la rampa.

- **Regulación de línea.**

Al aumentar el valor de la rampa de compensación el sistema se comporta como si el control fuese en modo tensión. En la medida en que aumenta el valor de la rampa de compensación el doble polo desaparece para transformarse en dos polos reales. Un polo aparece en frecuencias cercanas a la frecuencia de conmutación como parte del filtro LC, mientras que el otro polo se desplaza a frecuencias superiores a la frecuencia de conmutación.

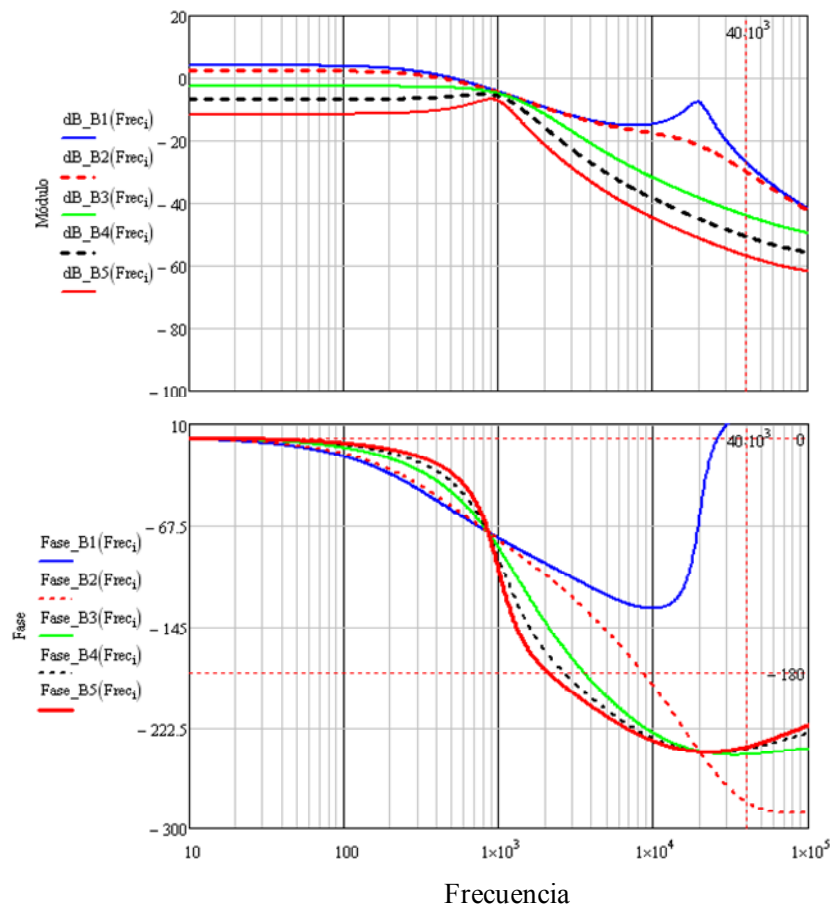


Figura 3.44 Diagrama de bode de la regulación de línea para distintos valores de rampa de compensación.

- **Audiosuceptibilidad.**

En este caso también se observa que a medida que aumenta la rampa de compensación el comportamiento del lazo interno de corriente se aproxima al comportamiento del un control en modo tensión.

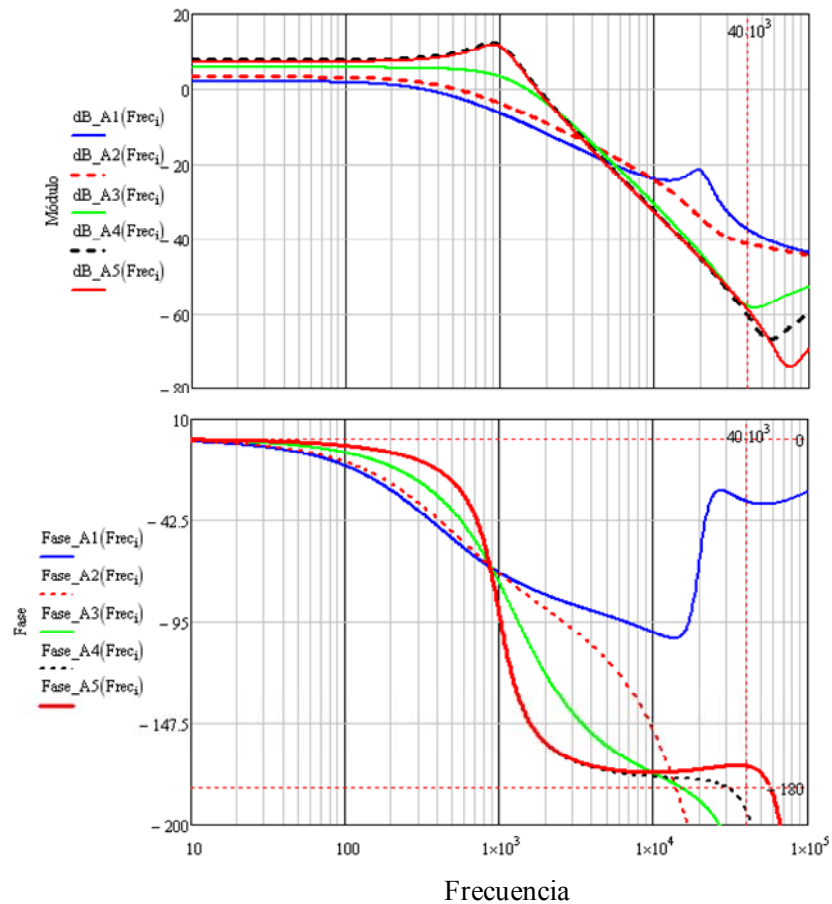


Figura 3.45 Diagrama de bode de la audiosuceptibilidad para distintos valores de rampa de compensación.

- **Impedancia de salida.**

En la medida que la rampa de compensación aumenta disminuye la impedancia de salida a bajas frecuencias y desaparece el pico a la frecuencia de resonancia del filtro de segundo orden, aunque el valor de la rampa sea elevado la impedancia continúa siendo elevada.

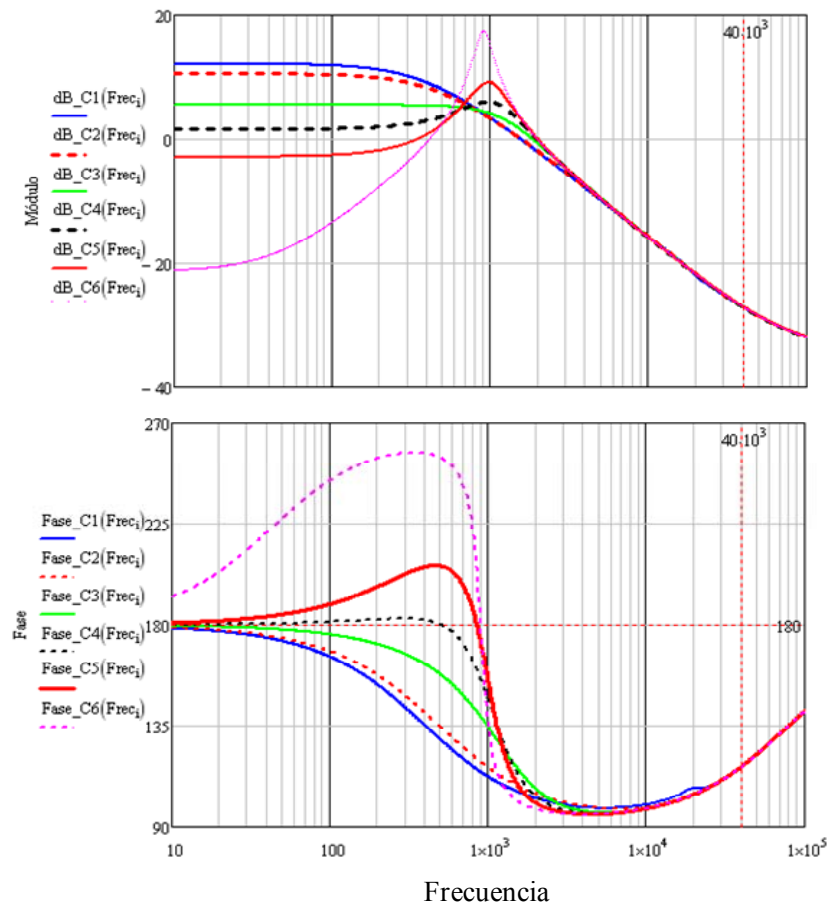


Figura 3.46 Diagrama de bode de la salida para distintos valores de rampa de compensación.

3.6.3 Lazo interno de corriente.

El denominador Γ de las funciones de transferencia del lazo interno de corriente es común para todas porque depende de la señales realimentación. La realimentación no desaparece con el tipo de función de transferencia calculada, Figura 3.47.

$$\Gamma = 1 + F_M \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_V \cdot G_{vd}) \quad (3.123)$$

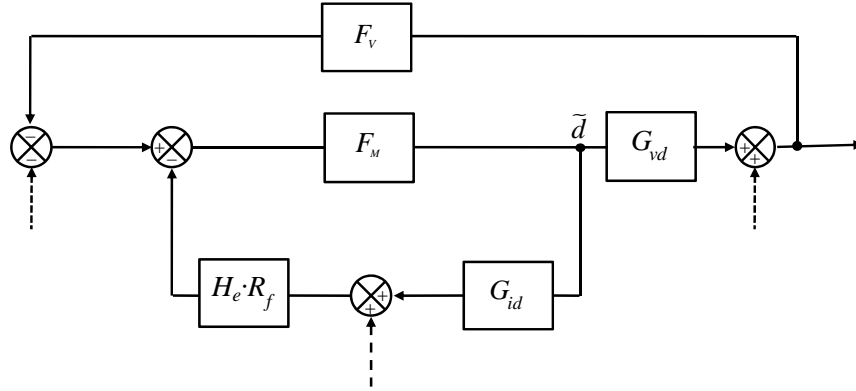


Figura 3.47 Estructura común a todas las funciones de transferencias del lazo interno de corriente.

3.7 Conclusiones.

Tras finalizar el capítulo tres, se arriban a las siguientes conclusiones:

- I. Se demostró teóricamente que el control en modo corriente de pico es inestable para ciclos de trabajos superiores a 0.5 con independencia del tipo de convertidor que se controle. La solución es añadir una rampa de compensación, se ha realizado la demostración teórica de la misma.
- II. Se obtiene un modelo del modulador del lazo interno de corriente que incluye el efecto de retardo producido por el muestreo.
- III. A partir del desarrollo matemático de la función de transferencia G_{vd} de la planta en MCC se observa que la inductancia de la bobina está escalada por un factor $\frac{1}{(1-D)^2}$, esto implica que la respuesta dinámica de la bobina está determinada por una $L_{equivalente}$.

- IV. Se han desarrollado las seis funciones de transferencia del lazo interno de corriente.
- V. Se comprueba que las seis funciones de transferencia de la planta comparten el denominador al igual que las seis funciones de transferencia del lazo interno de corriente, esto es debido a que la metodología en la cual se basa el modelo desarrollado es modelado por realimentación de estados.
- VI. Se realizó un estudio del comportamiento dinámico del convertidor elevador en función del valor de la rampa de compensación y se observó que dependiendo del valor de la misma la respuesta dinámica del convertidor varía.

Capítulo 4. Diseño del control del convertidor.

El diseño del control en modo corriente de pico se ha organizado en varias etapas, en la primera etapa se realizó un estudio teórico del control, seguidamente se desarrolló el modelo preciso en pequeña señal del lazo interno de corriente para realizar un estudio de la estabilidad antes de cerrar el bucle con el lazo externo de tensión. La segunda etapa del diseño corresponde a la implementación del lazo interno de corriente, con este propósito se ha elegido el microcontrolador UC3843 diseñado especialmente para el control en modo corriente de pico.

4.1 Selección del circuito integrado de control (UC 3843)

El dispositivo UC3843 pertenece a la familia de los ICs fue diseñado para el control en modo corriente de pico de convertidores DC-DC en aplicaciones a frecuencia fija y modo de trabajo off-line.

Internamente el circuito está formado por:

- a. Un sistema de bloqueo que funciona como protección de tensiones que asegura el arranque del circuito dentro de un intervalo de tensión.
- b. Una salida que siempre proporciona 5.0 V que se emplea como referencia de tensión en el amplificador de error compensado.
- c. Lógica que garantiza enclavamiento de la señal de salida al transistor del convertidor.
- d. Un comparador que también funciona como protección de corrientes.
- e. Un driver para transistores MOSFET de canal N.

Los miembros de la familia UC3842/3/4/5 se diferencian entre sí en los umbrales de la tensión de bloqueo y el ciclo de trabajo máximo que proporcionan (el ciclo de trabajo de algunos dispositivos solo alcanza el 0.5). El primer dígito hace referencia al uso del dispositivo el 1 indica que es para uso militar y el 3 que es para uso comercial.

La Figura 4.1 proporciona una imagen detallada del UC3843 tomada de la hoja de características.

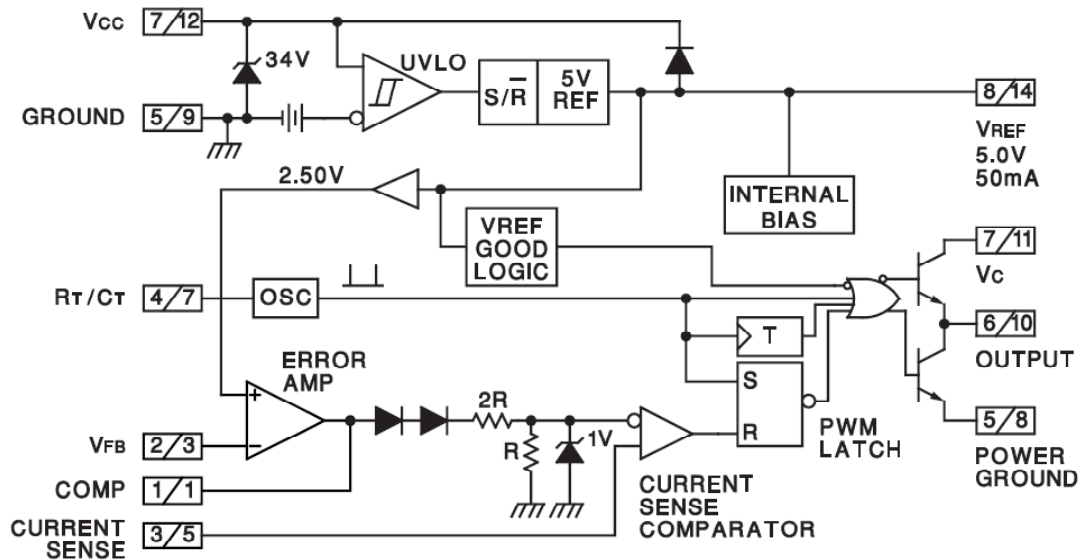


Figura 4.1 Esquema del microcontrolador UC3843.

La numeración de las patas depende del tipo de encapsulado del dispositivo, Figura 4.2. La imagen se ha tomado de las hojas de características.

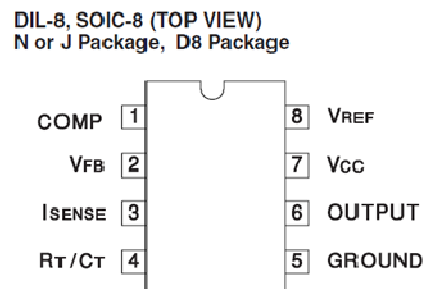


Figura 4.2 Encapsulado del microcontrolador UC3843.

➤ Descripción del patillaje.

PIN 1. Salida del amplificador de error compensado (E/A). El E/A compara la salida del sensor de tensión y una tensión de referencia V_{ref} , la diferencia constituye el error que es amplificado para ser utilizado por el lazo interno de corriente como tensión de consigna. El E/A también eleva la fase de la señal procedente del sensor de tensión para garantizar el cumplimiento de los criterios de estabilidad.

PIN 2. (V_{fb}) Realimenta en tensión al E/A. Internamente esta tensión es comparada con V_{ref} .

PIN 3. (Sensor de corriente) Toma la tensión de salida del sensor de corriente para comparar el rizado de la corriente en la bobina con la tensión de control procedente de la salida del E/A.

PIN 4. (RT/CT) Entrada del oscilador. El valor del condensador CT y de la resistencia RT conectadas a esta entrada determina la frecuencia de conmutación. La tensión en este pin tiene forma de diente de sierra.

PIN 5. (GND) Conexión a tierra del driver del MOSFET.

PIN 6. (Salida PWM) Posee una fuente de corriente para el manejo del MOSFET (driver).

PIN 7. (VCC) Conexión a la alimentación del dispositivo, en ocasiones se utiliza la fuente de entrada del convertidor como fuente de alimentación de UC 3843.

PIN 8. (Vref). Fuente fija de tensión interna, empleada como referencia en el propio circuito.

➤ **Análisis de los bloques funcionales del circuito.**

Amplificador del error compensado (A/E).

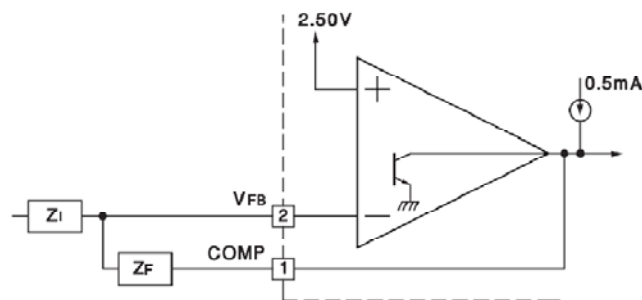


Figura 4.3 Amplificador del error compensado.

El E/A amplifica el error entre la tensión en la salida del convertidor y una tensión de referencia. La tensión de referencia siempre es de 2.5V. La ganancia del sensor deberá reducir la tensión sensada en una proporción tal que si el error es cero la tensión en la salida del sensor sea 2.5V.

Las impedancias Z1 y ZF conforman el regulador. La estabilidad del bucle depende del regulador.

Protección de tensión.

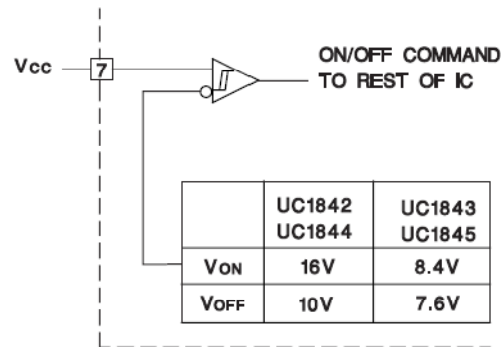


Figura 4.4 Protección de tensión.

El UC3843 está protegido de posibles variaciones en la tensión. Si el valor de tensión no supera los umbrales predefinidos, el dispositivo no llega a funcionar.

Sensor de corriente del circuito.

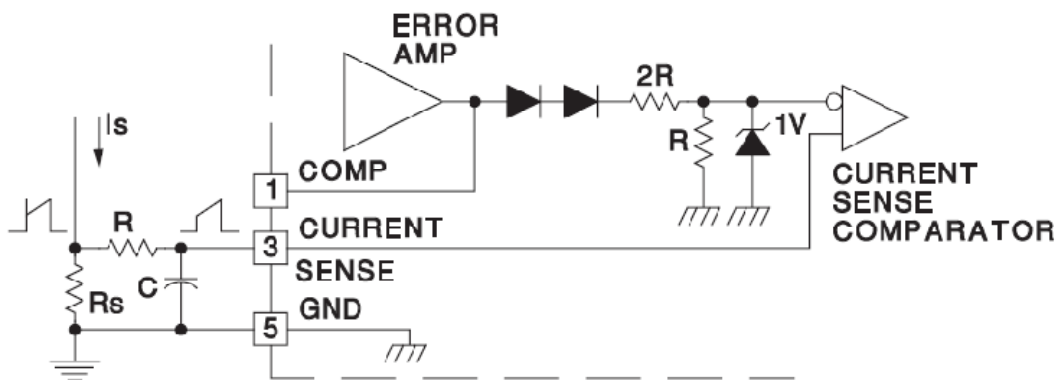


Figura 4.5 Generador de la frecuencia de conmutación (oscilador).

El sensor de corriente del circuito compara la tensión equivalente al rizado de la corriente de la bobina y la tensión de salida del E/A. Si la corriente supera el valor de tensión que establece el error la salida del comparador pasa de 0 a 1 generando un flanco que dispara la entrada reset del biestable.

El nivel de tensión del amplificador es acondicionado antes de ser comparado con la corriente a través de la bobina.

El bloque de adecuación del nivel de la señal está formado por dos diodos, un divisor resistivo cuya ganancia se tiene en cuenta en los cálculos del regulador del lazo externo de tensión y un diodo zener que fija la tensión.

Entre las patillas 3 y 4 hay implementado un filtro paso bajo (RC) que elimina el pico de la señal de salida del sensor de corriente que se produce con cada flanco de inicio de

ciclo. En el capítulo 3 se explicó con mayor detalle el origen del pico y se propuso la implementación de un filtro paso bajo como solución para eliminarlo.

Oscilador.

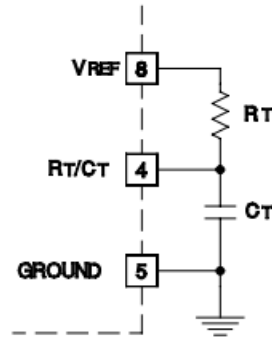


Figura 4.6 Rampa de compensación (oscilador).

La frecuencia de oscilación se fija a partir de la resistencia R_T y el condensador C_T . La carga y descarga del condensador funciona como temporizador del período de conmutación. El condensador se carga a través de R_T conectada a la tensión de referencia que proporciona el integrado y se descarga a través de una fuente de corriente externa al circuito.

Salida Totem-Pole.

En la salida de dispositivo hay dos transistores en configuración tótem-pole que proporcionan la suficiente corriente para disparar el MOSFET.

4.2 Análisis y parametrización del circuito de control. Generación de la rampa de compensación.

En el presente epígrafe se parametriza el microcontrolador UC3843 empleado en el control en modo corriente de pico del convertidor elevador en MCC. La Tabla 4.1 resume el valor de los componentes del convertidor elevador.

$V_{in} = 10V$	$L = 50\mu H$	$C = 2400\mu F$	$R = 10$
$V_{out} = 30.0V$	$r_L = 50m\Omega$	$r_C = 12.5m\Omega$	$f_{sw} = 40 kHz$

Tabla 4.1 Valor de los componentes del convertidor elevador.

Alimentación.

Se conecta al PIN 7 una fuente de alimentación de 17V, esta tensión satisface el valor mínimo de tensión que requiere el circuito para funcionar. Paralelo a la fuente se coloca un condensador de desacoplo de capacidad $1.0 \mu F$ (el valor es el que sugiere el fabricante).

El PIN 5 se coloca a tierra.

En el PIN 8 se coloca un condensador $0.01 \mu F$ (el valor es el que sugiere el fabricante).

a. Oscilador.

La fórmula para calcular los valores R_T y C_T es:

$$f_{sw} \approx \frac{1.72}{R_T \cdot C_T} \quad (4.1)$$

A partir de las curvas frecuencia respecto a la resistencia de la hoja de características se obtiene el valor de condensador C_T , Figura 4.7.

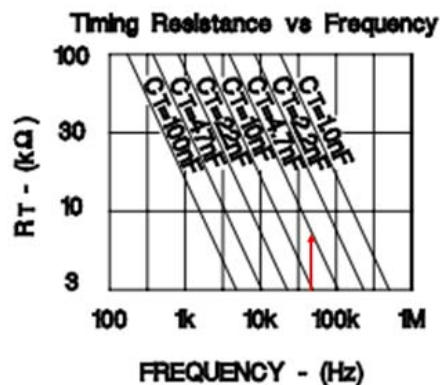


Figura 4.7 Curvas frecuencia respecto a la resistencia del UC3843.

El valor del condensador es $C_T = 4.7 \mu F$ y la frecuencia de conmutación $f_{sw} = 40 kHz$.

El valor de la resistencia se calcula sustituyendo los valores anteriores en la fórmula (4.1). El resultado es $R_T = 9.41 K\Omega$. Al simular se comprueba que la frecuencia obtenida no es $40 kHz$. Si la frecuencia no corresponde al valor que se ha utilizado para los cálculos significa que la corriente que carga al condensador es insuficiente. Conectado a la fuente de corriente que carga el condensador hay un transistor Q2N2222 que demanda por la base parte de la corriente de la fuente. La solución es aumentar la corriente, para ello se redujo el valor de la resistencia a $R_T = 8.1 K\Omega$.

a. Comparador de corriente.

En primer lugar se diseña el valor de la resistencia de sensado de corriente R_{sensor} a partir de la ecuación de las hojas de características.

$$I_{SMAX} = \frac{1.0V}{R_s} \quad (4.2)$$

La corriente I_{SMAX} es la corriente máxima en la bobina en MCC.

$$I_{SMAX} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (4.3)$$

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (4.4)$$

Sustituyendo los valores de la Tabla 4.1 en las expresiones (4.3) y (4.4) se calcula la corriente máxima en la bobina ($I_{SMAX} = 7.75A$). Para este valor de corriente el valor máximo de la resistencia de sensado debe ser $R_s = 0.129\Omega$. En el circuito se ha utiliza $R_s = 0.05\Omega$.

b. Rampa de compensación.

Para crear la rampa de compensación y sumarla a la rampa de corriente sensada en el transistor se utilizará la configuración del circuito que propone el fabricante, Figura 4.8.

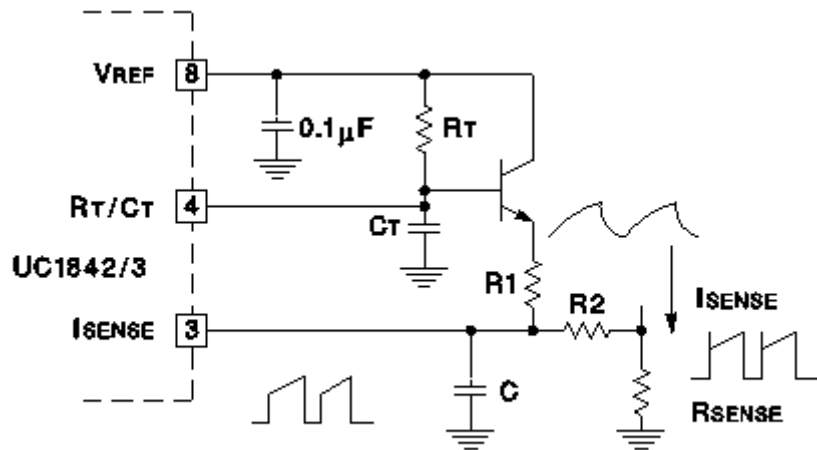


Figura 4.8 Circuito propuesto por el fabricante para generar y sumar la rampa de compensación a la corriente.

La rampa de oscilación se genera en el PIN 4 mediante el condensador CT y la resistencia RT, que ya han sido calculados. El valor de la rampa en el emisor del transistor es igual al valor de la rampa en el PIN 4. En la resistencia de sensado se

encuentra la rampa de la corriente en la bobina. Las resistencias R_1 y R_2 conforman un sumador de corriente, el condensador no influye porque tiene una capacidad muy elevada.

Para hallar los valores de R_1 y R_2 se establece la siguiente relación:

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{K}{1 - K} \quad (4.5)$$

El parámetro K se define como:

$$K = \frac{\text{Rampa_UC3843} - M_a}{\text{Rampa_UC3843} - M_1} \quad (4.6)$$

El valor de la rampa de compensación M_a es:

$$M_a = \frac{M_1 + |M_2|}{2} \quad (4.7)$$

Donde las pendientes M_1 y M_2 son:

$$M_1 = R_{\text{sense}} \cdot \frac{V_{in}}{L} \quad (4.8)$$

$$M_2 = R_{\text{sense}} \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (4.9)$$

Sustituyendo las expresiones (4.9) y (4.8) en (4.7) se obtiene que: $M_a = 1.5 \cdot 10^4 \text{ V/seg}$ y

$$M_1 = 1 \cdot 10^4 \text{ V/seg}.$$

El valor de la rampa de Rampa_UC3843 compensación se calcula a partir de la tensión en el condensador medida en simulación de PSIM.

$$\text{Rampa_UC3843} = \frac{V_{\text{Condensador}}}{0.98 \cdot T_s} \quad (4.10)$$

El valor de la rampa en el condensador es $\text{Rampa_UC3843} = 5.516 \cdot 10^4 \text{ V/seg}$.

Se sustituyen los valores numéricos de las rampas calculadas en la expresión (4.6). El valor del término es $K = 0.89$.

Se fija el valor de la resistencia en $R_2 = 470 \Omega$. Sustituyendo R_2 y K en la expresión (4.5) se calcula el valor de la otra resistencia que forma parte del sumador de corrientes, $R_1 = 3.775 \text{ K}\Omega$.

El siguiente paso es calcular el valor del condensador que filtrará la señal de la entrada, de explicó en el capítulo 3 que el encendido del MOSFET se genera un pico que puede ser confundido con el valor de pico de la corriente en la bobina. El fabricante recomienda que la frecuencia de corte del filtro sea 3 veces superior a la frecuencia de la señal, sin embargo la frecuencia de corte del filtro se ha diseñado para que sea 113 veces la frecuencia de conmutación.

$$C = \frac{1}{113 \cdot f_{sw} \cdot R2} \quad (4.11)$$

El valor del condensador es $C = 470 \text{ pF}$.

4.3 Diseño del regulador.

El regulador externo de tensión del Tipo 2 se ha ajustado manualmente siguiendo el siguiente criterio de estabilidad:

A la frecuencia de corte, que es cuando la ganancia en bucle abierto es igual a 0dB , se deberá cumplir que el margen de fase sea mayor que -180° .

Se considera un valor óptimo a $\varphi = -45^\circ$. Aunque los reguladores suelen ser más lentos porque el diseñador deben prever cambios en la tensión de entrada y en la carga. Cuando la fase alcance un valor igual a -180° la ganancia deberá ser lo mayor posible para que atenúe la posible perturbación oscilando a la frecuencia que corresponde a esta fase. Un valor práctico de dicha ganancia es -20dB .

La pendiente de la ganancia en el punto de corte debe ser menor de $40\text{dB}/\text{dec}$.

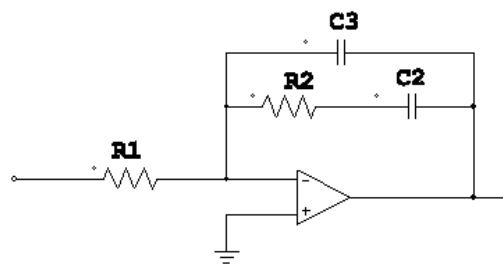


Figura 4.9 Regulador Tipo 2.

Los valores del mismo se encuentran en la Tabla 4.1.

$R1 = 1 \text{ K}\Omega$	$R2 = 10 \text{ K}\Omega$
$C2 = 100 \text{ nF}$	$C1 = 1 \text{ nF}$

Tabla 4.1 Valores de los componentes del regulador.

A partir de los diagramas de Bode se comprueba la estabilidad en bucle abierto y en bucle cerrado del sistema.

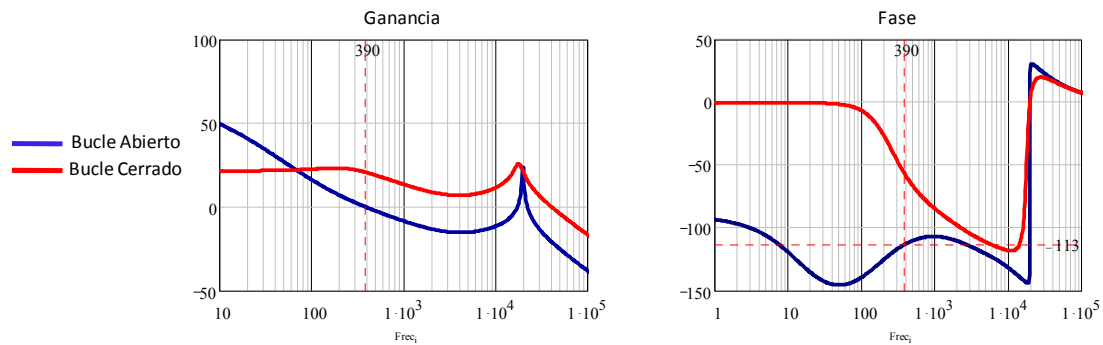


Figura 4.10 Diagramas de Bode en bucle abierto y en bucle cerrado.

4.4 Circuito propuesto.

En la Figura 4.10 se muestra el esquemático del circuito de control y el del convertidor elevador

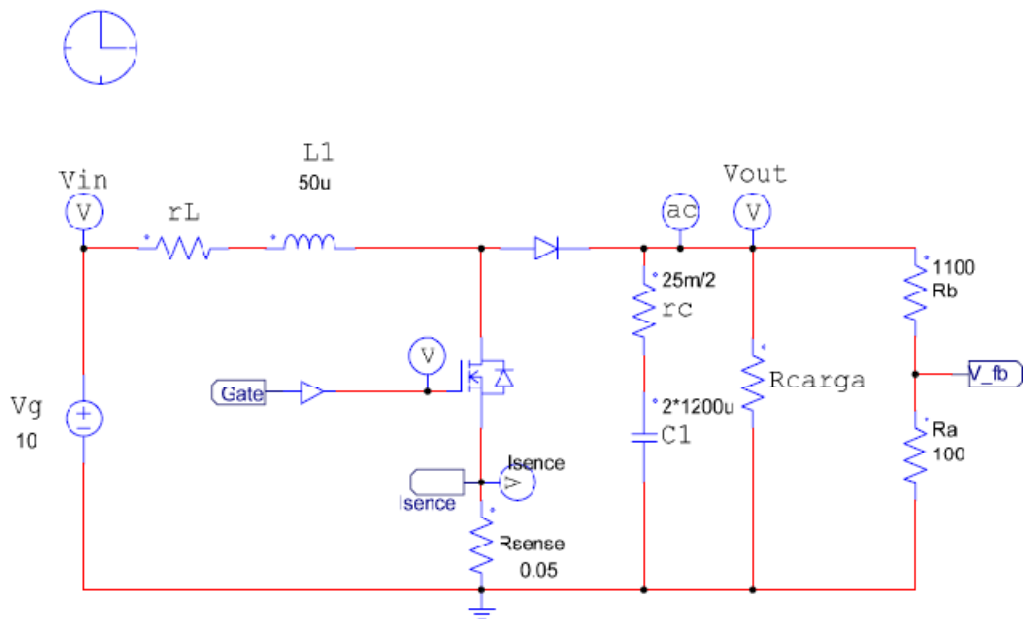


Figura 4.11 Esquema de la planta.

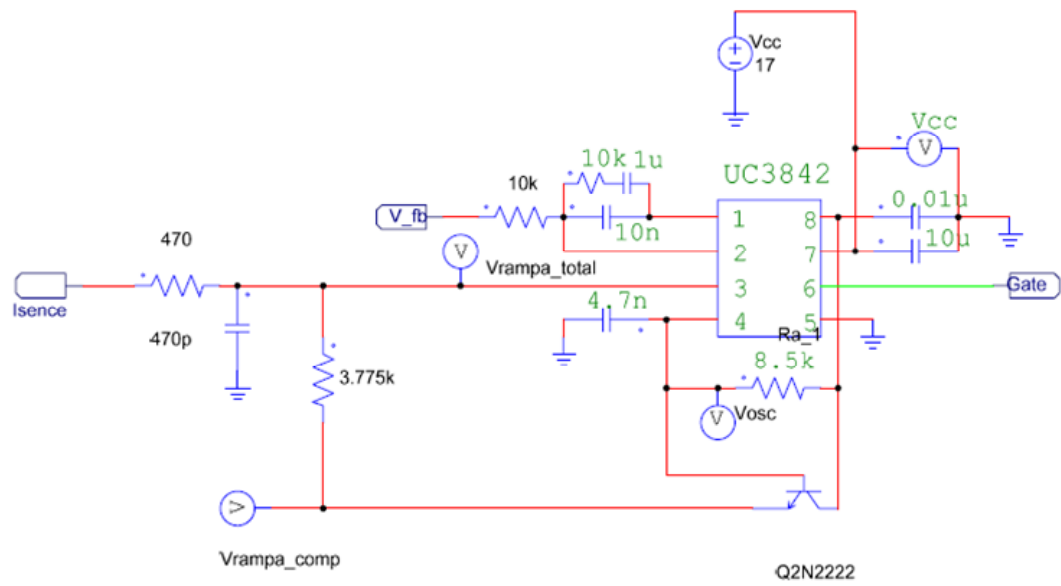


Figura 4.12 Esquema del control.

Capítulo 5. Validación mediante simulación.

Este capítulo se ha destinado a la validación del modelo diseñado para el modo de conducción continuo y discontinuo del lazo interno de corriente en modo de conducción continuo.

También se estudian las simulaciones temporales del convertidor funcionando en bucle cerrado.

5.1 Validación de los modelos en el dominio de la frecuencia.

En el capítulo 3 se desarrolló un modelo en pequeña señal del control del lazo interno del convertidor elevador a partir del cual poder realizar un estudio dinámico.

5.1.1 Diagrama de bode de la planta en MCC y MCD

Las funciones de transferencia de la planta han sido desarrolladas a partir del promediado de señales, por esta razón solo son válidas para bajas frecuencias. Las funciones de transferencias han sido contrastadas con el modelo conmutado del convertidor elevador de PSIM.

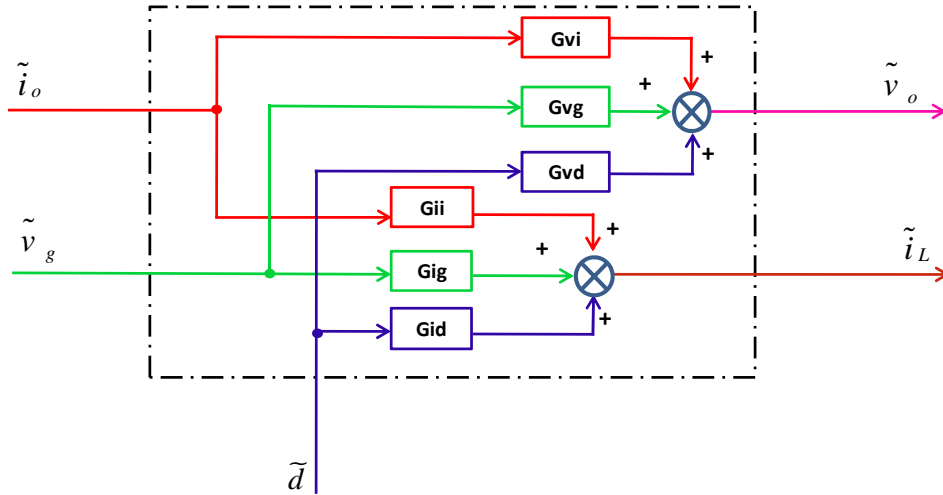


Figura 5.1 Modelo de la planta del convertidor elevador.

$$\tilde{v}_o = G_{vg} \cdot \tilde{v}_g + G_{vd} \cdot \tilde{d} - G_{vi} \cdot \tilde{i}_o \quad ()$$

$$\tilde{i}_L = G_{ig} \cdot \tilde{v}_g + G_{id} \cdot \tilde{d} - G_{ii} \cdot \tilde{i}_o \quad ()$$

- Planta en modo conducción continuo

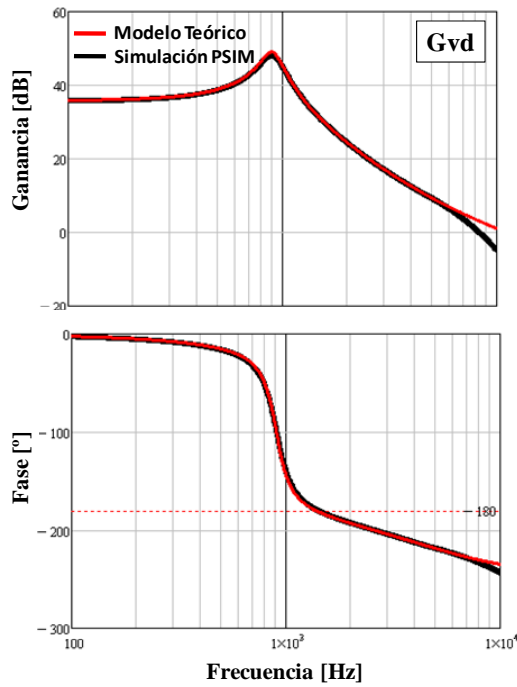


Figura 5.2 Tensión de salida respecto al ciclo de trabajo (MCC).

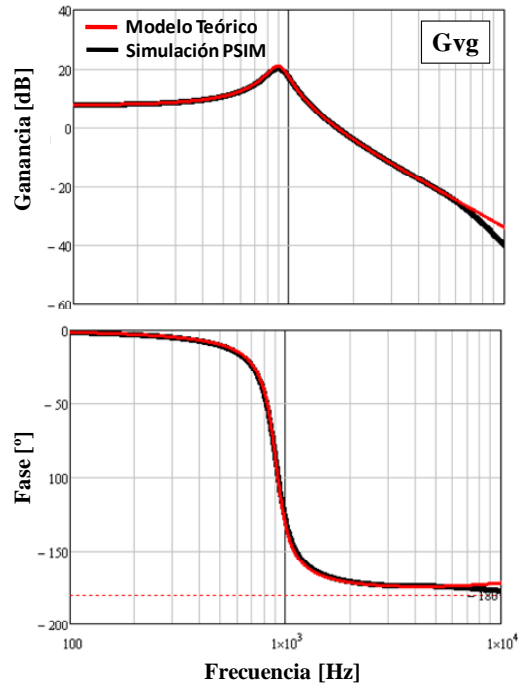


Figura 5.3 Tensión de salida respecto tensión de entrada (MCC).

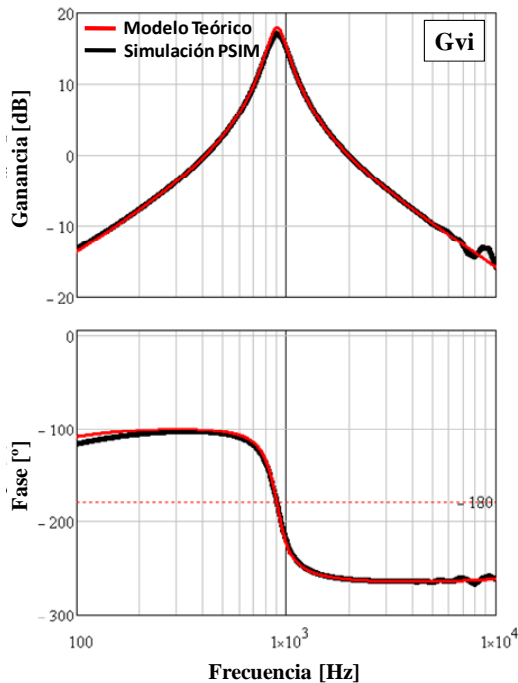


Figura 5.4 Tensión de salida respecto a la corriente de salida (MCC).

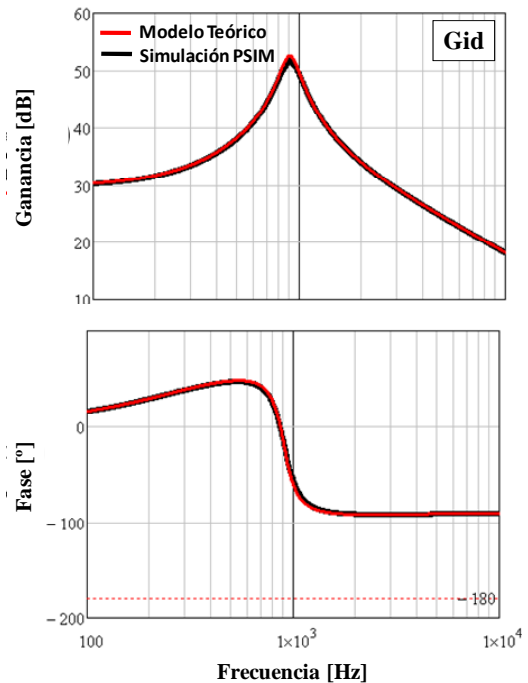


Figura 5.5 Corriente en la bobina respecto al ciclo de trabajo (MCC).

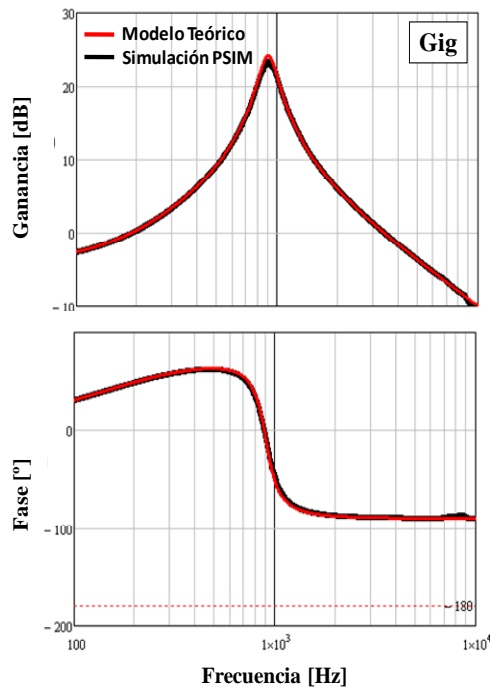


Figura 5.6 Corriente de la bobina respecto a tensión de entrada (MCC).

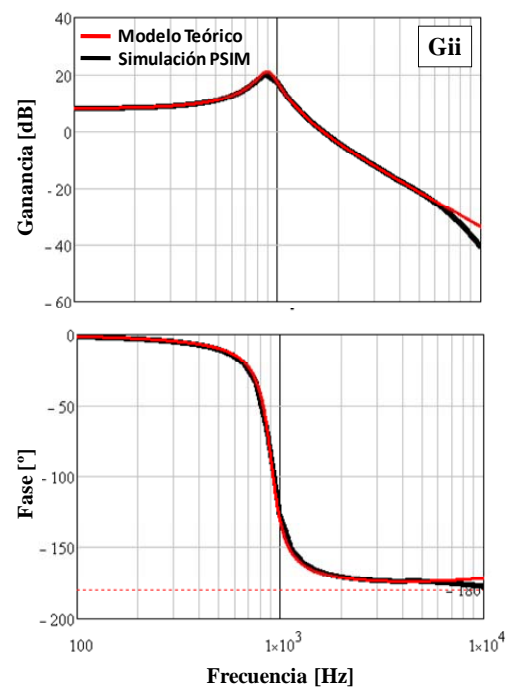


Figura 5.7 Corriente de la bobina respecto a corriente de salida (MCC).

- Planta en modo conducción discontinuo.

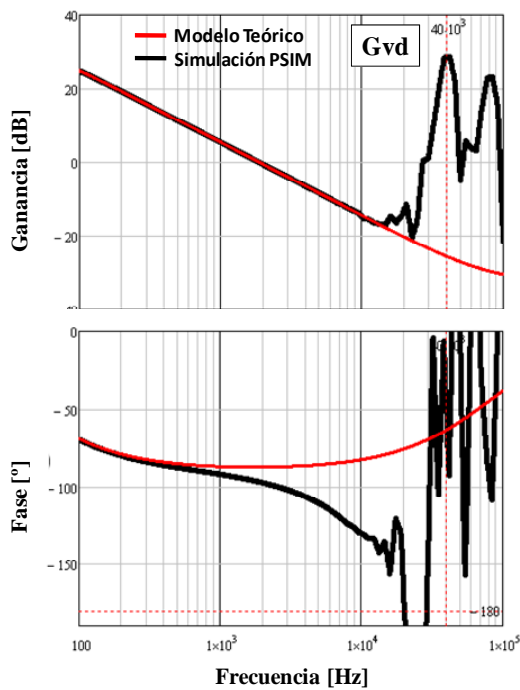


Figura 5.8 Tensión de salida respecto al ciclo de trabajo (MCD).

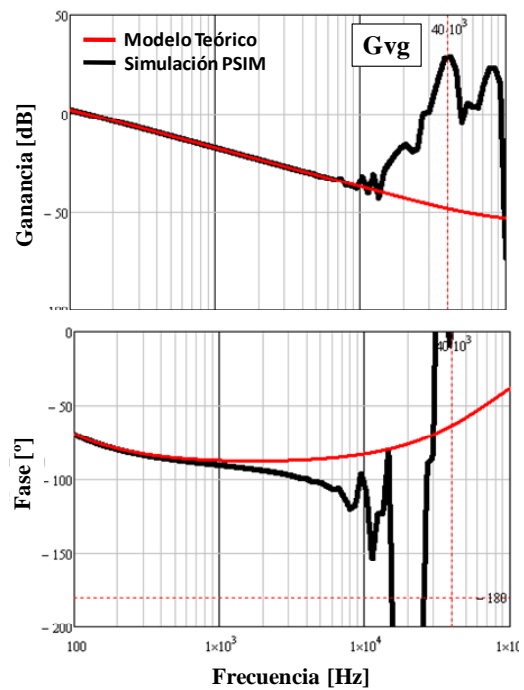


Figura 5.9 Tensión de salida respecto tensión de entrada (MCC).

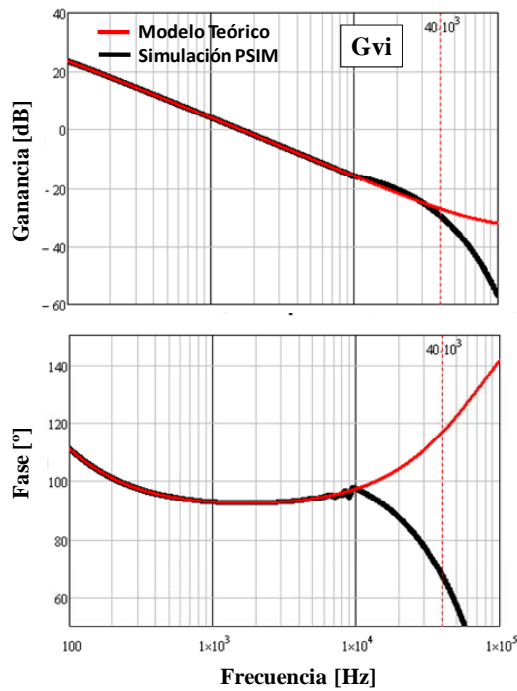


Figura 5.10 Tensión de salida respecto a la corriente de salida (MCD).

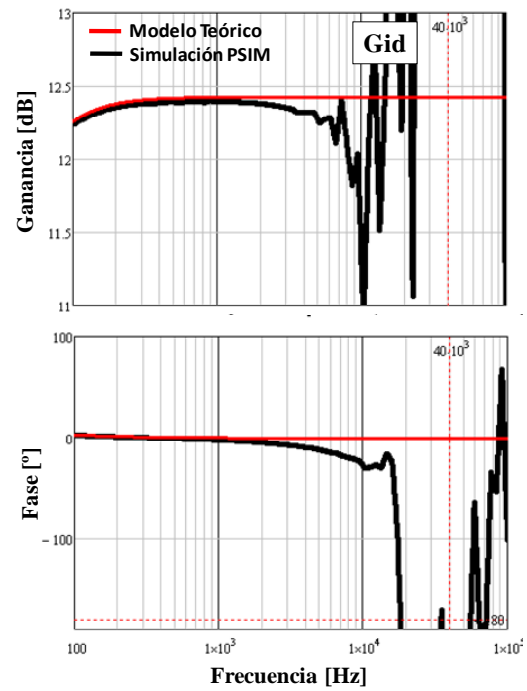


Figura 5.11 Corriente en la bobina respecto al ciclo de trabajo (MCD).

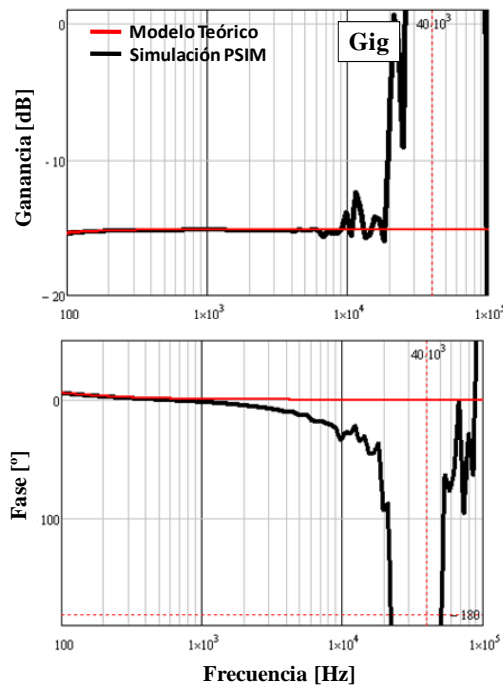


Figura 5.12 Corriente de la bobina respecto a tensión de entrada (MCD).

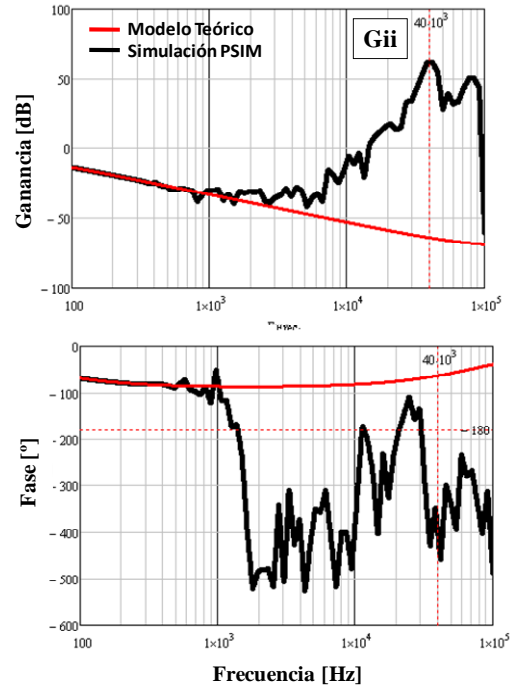


Figura 5.13 Corriente de la bobina respecto a corriente de salida (MCD).

5.1.2 Diagrama de bode del lazo interno de corriente en MCC y MCD.

El modelo del lazo interno de corriente está formado por el modelo del modulador y el modelo de la planta (cuyas funciones de transferencias en MCC y MCD se han validado en el epígrafe anterior). El modelo del modulador que se ha empleado es preciso porque incluye el retardo que se produce durante el muestreo.

Las expresiones que se han obtenido a partir del modelo en pequeña señal que relacionan las distintas entradas y salidas son:

$$\tilde{v}_o = A \cdot \tilde{v}_g + B \cdot \tilde{i}_c + C \cdot \tilde{i}_o \quad (5.1)$$

$$\tilde{i}_L = D \cdot \tilde{v}_g + E \cdot \tilde{i}_c + F \cdot \tilde{i}_o \quad (5.2)$$

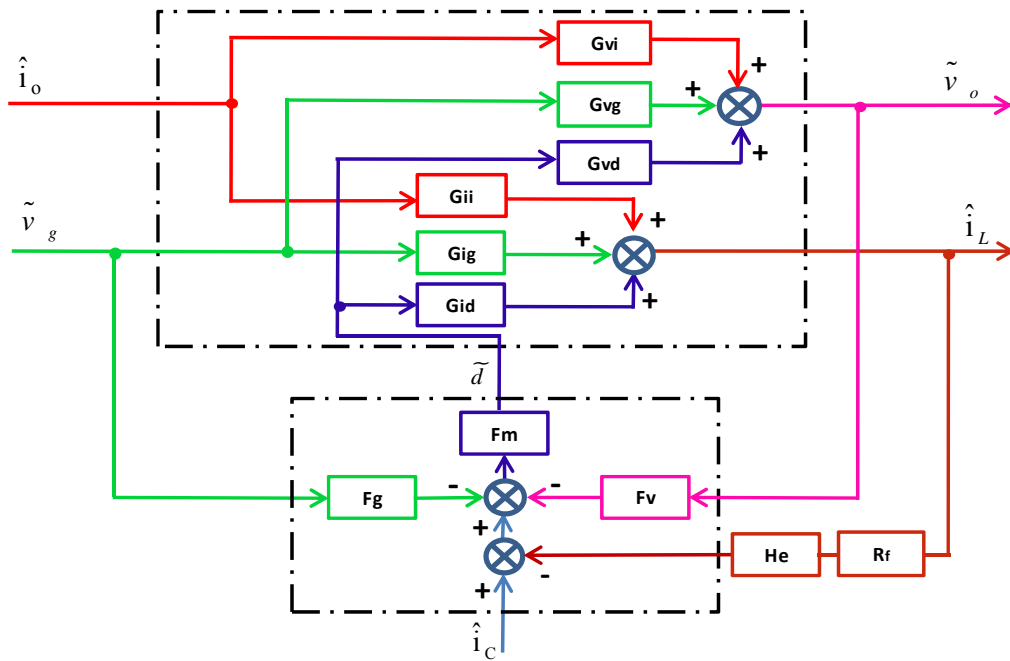


Figura 5.14 Modelo lazo interno de corriente.

- Lazo interno de corriente en modo conducción continuo.

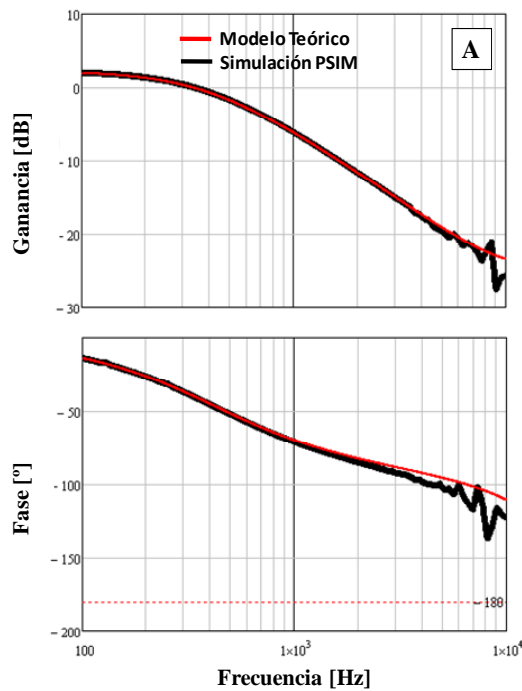


Figura 5.15 Tensión de salida respecto tensión de entrada del lazo interno de corriente.

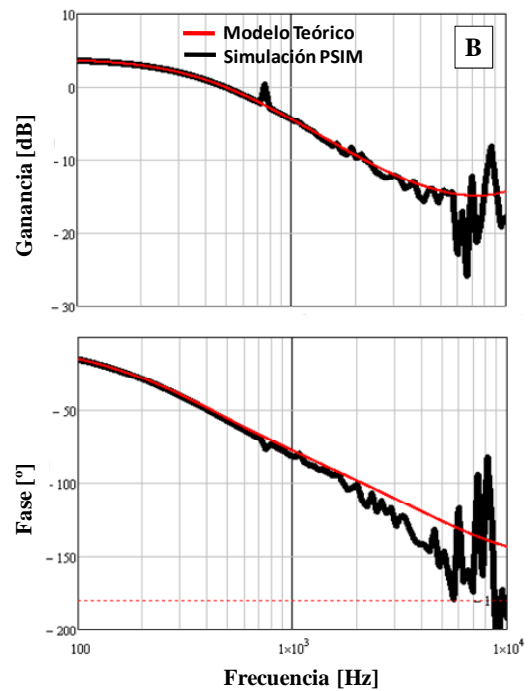


Figura 5.16 Tensión de salida respecto a corriente de control del lazo interno de corriente.

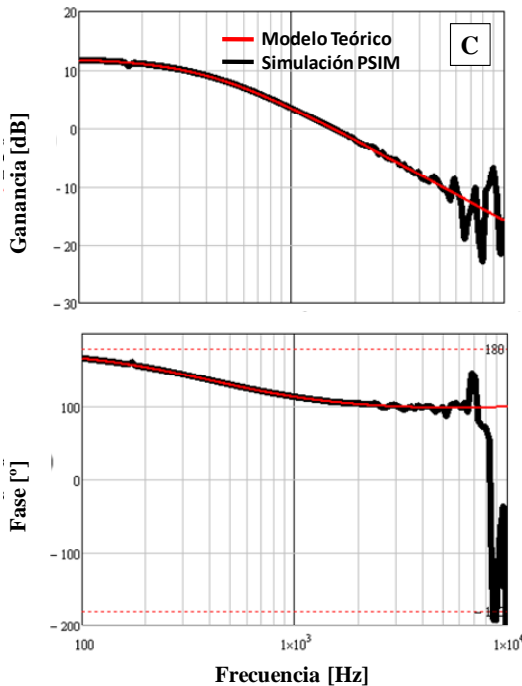


Figura 5.17 Tensión de salida respecto a corriente de salida del lazo interno de corriente.

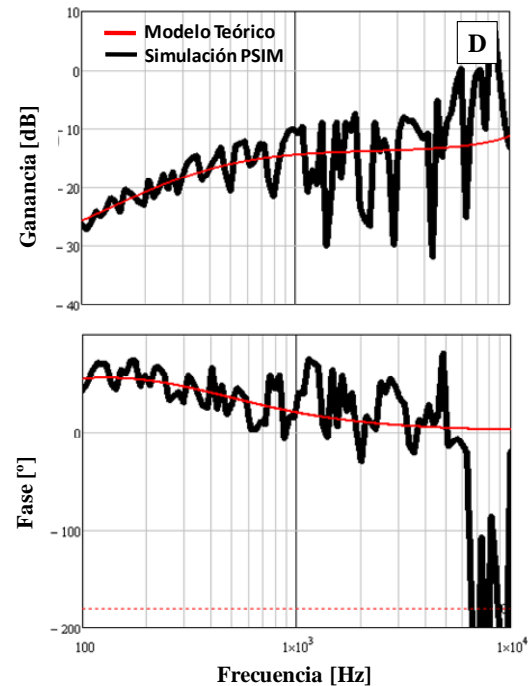


Figura 5.18 Corriente en la bobina respecto a tensión de entrada del lazo interno de corriente.

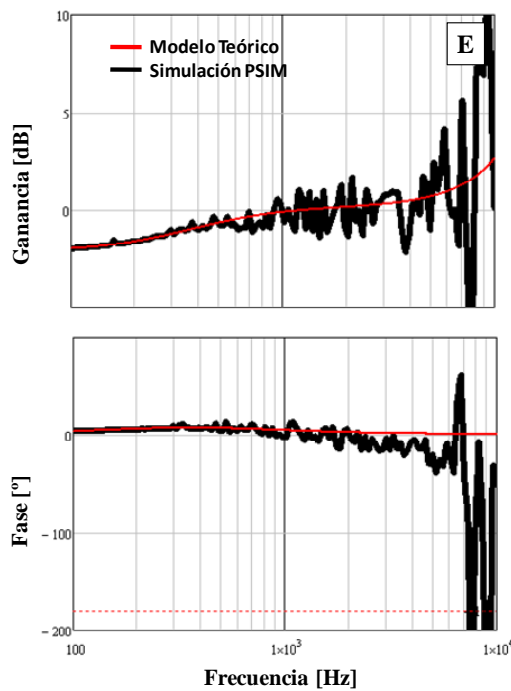


Figura 5.19 Corriente en la bobina respecto a corriente de control del lazo interno de corriente.

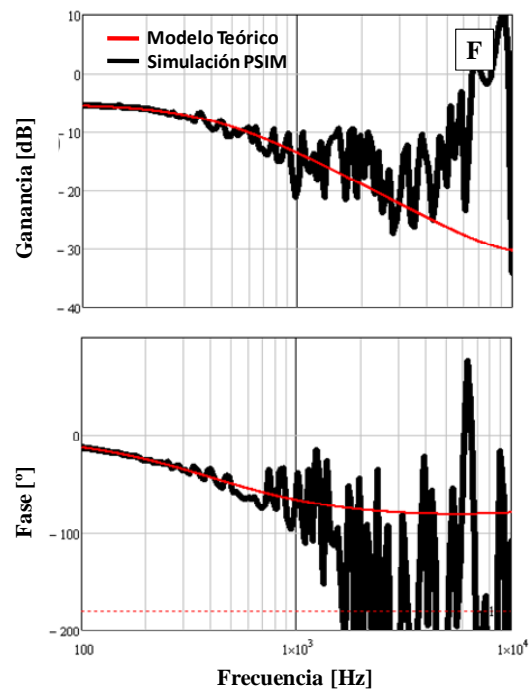


Figura 5.20 Corriente en la bobina respecto a corriente de salida del lazo interno de corriente.

5.2 Validación del convertidor elevador en lazo cerrado en el dominio temporal.

Para implementar el control se utilizó el microcontrolador UC3843. Para implementar la rampa de compensación, sumarla a la pendiente de la corriente en la bobina y compararla con la tensión de control se utiliza el propio circuito integrado, así como para construir el E/A del lazo externo de tensión.

Una vez que se ha cerrado el bucle externo, es necesario realizar un grupo de pruebas que garanticen la estabilidad del sistema ante cualquier tipo de cambios, estas son:

- Análisis del comportamiento del sistema ante una entrada escalón, Figura 5.21.
- Análisis del comportamiento del sistema ante la variación de la carga, Figura 5.22.

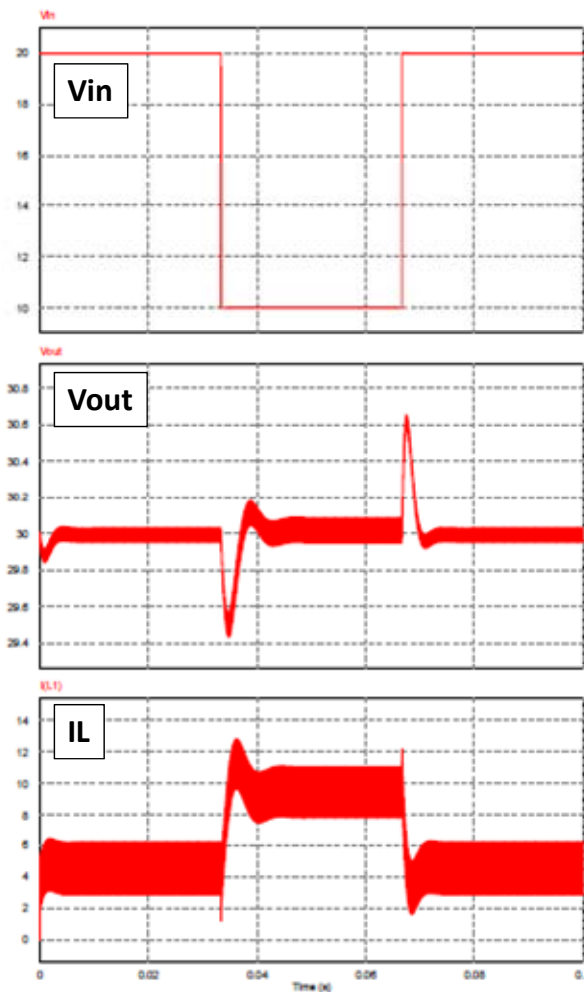


Figura 5.21 Estudio de la respuesta del sistema ante escalón de entrada.

En la Figura 5.21 se observa que ante una variación de la tensión de entrada la tensión de salida tiende a permanecer constante, también se aprecia que la corriente en la bobina aumenta, esto sucede porque en régimen estacionario se cumple que la potencia de entrada y de salida son iguales, por lo tanto si la tensión en la entrada disminuye, la corriente en la bobina debe aumentar para contrarrestar el cambio.

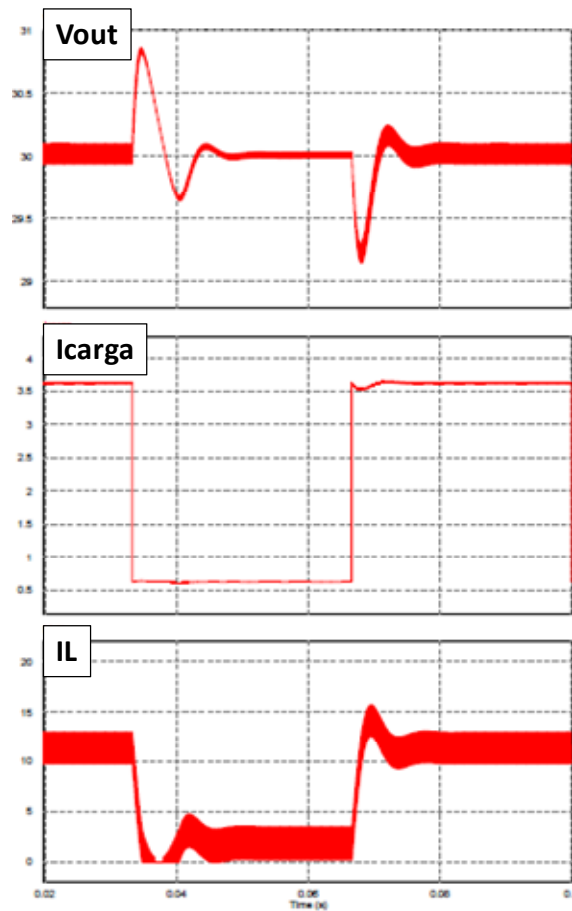


Figura 5.22 Estudio de la variación en el comportamiento del sistema ante escalón de carga.

En la Figura 5.22 se observa que al aumentar el valor de la resistencia el valor de la corriente debe disminuir, pero la salida permanece constante, en régimen permanente siempre se cumplirá el balance de potencias.

Al variar la tensión de entrada o el valor de la resistencia de carga el sistema evoluciona hasta alcanzar nuevamente la tensión de salida establecida, esto garantiza la estabilidad del control.

Adicionalmente se probó a quitar durante un intervalo de tiempo la rampa de compensación, y se comprobó que el comportamiento del sistema se volvió caótico Figura 5.23.

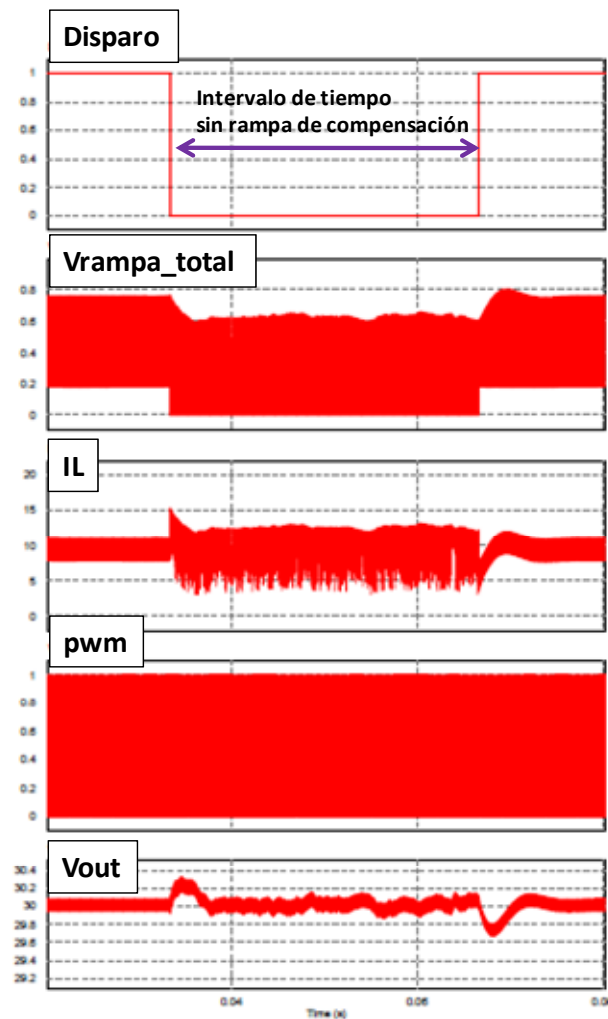


Figura 5.23 Convertidor elevador con y sin rampa de compensación.

La Figura 5.24 muestra la transición del sistema con rampa de compensación y sin rampa de compensación. Al quitar la rampa de compensación se observa que aumenta el número de pulsos de la señal PWM y el valor medio de la corriente en la bobina comienza a aumentar. Sin embargo aunque la tensión de salida empeora se mantiene constante, esto demuestra que en un sistema de control con dos lazos, si el lazo interno no funciona correctamente el lazo externo impone la estabilidad.

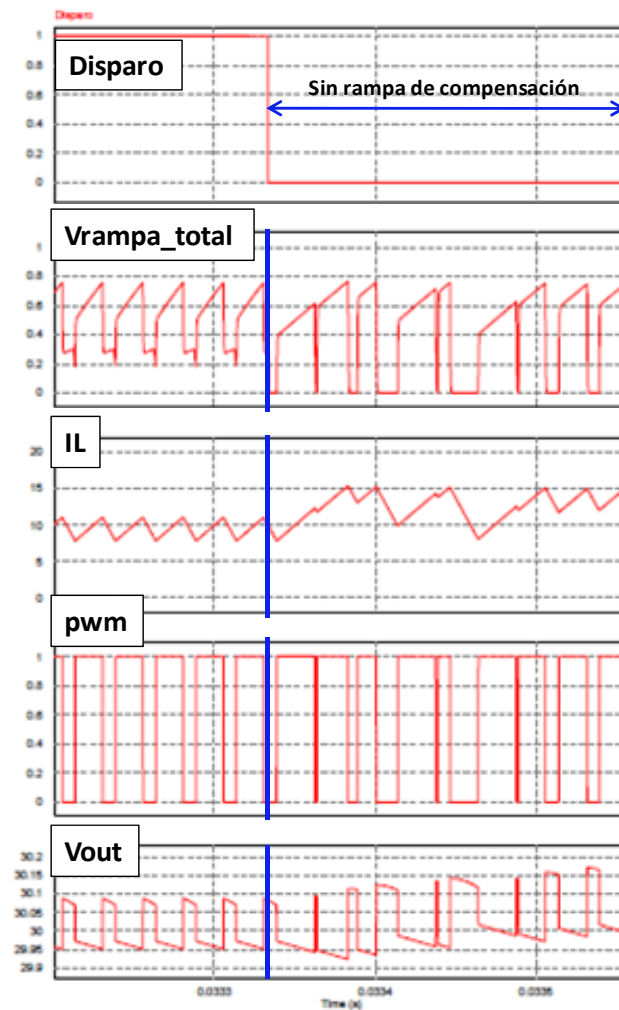


Figura 5.24 Detalle del comportamiento del sistema con rampa de compensación y sin rampa de compensación.

5.3 Conclusiones

Del capítulo 5 se extraen las siguientes conclusiones:

Conclusiones a partir del estudio dinámico:

- I. La precisión de los modelos se limita a frecuencias inferiores a la frecuencia de conmutación, esto es debido a que los modelos empleados están basados en el promediado de las señales. Esto es especialmente apreciable en las funciones de transferencia que modelan la planta del convertidor en modo de conducción discontinuo.

- II. En las funciones de transferencias G_{id} y G_{ig} en MCD la dinámica de la planta es constante (casi una línea recta), esto confirma que en el modo de conducción discontinuo la corriente a través de la bobina deja de ser variable de estado.

Conclusiones a partir del estudio temporal:

- III. Se comprueba la estabilidad del sistema al funcionar en lazo cerrado.
- IV. En la Figura 5.23 se observa que al desconectar la rampa de compensación el comportamiento se vuelve caótico, sin embargo el sistema no llega a desestabilizar debido a la acción del lazo externo de tensión.



Capítulo 6. Conclusiones.

Resumen por capítulos.

A continuación se resume por capítulos los contenidos abordados a lo largo del proyecto de fin de carrera.

En el primer capítulo se introdujo la importancia del desarrollo del modelo preciso del convertidor elevador debido a sus múltiples aplicaciones en la industria como: coches híbridos, aplicaciones en el espacio o en campos fotovoltaicos, etc.

En el segundo capítulo se realiza un recorrido por los principales métodos de control que existen, clasificando los mismos atendiendo al número de lazos que lo forman.

En el tercer capítulo se desarrolló un modelo del lazo interno de corriente del convertidor elevador. Para obtener el modelo del lazo interno de corriente, en primer lugar se obtuvo un modelo del modulador, un análisis en profundidad demostró que este tipo de control es inestable para ciclos de trabajos superiores de 0.5 siempre y cuando el convertidor no trabaje en MCC. Para ampliar la estabilidad a ciclos de trabajos superiores a 0.5 se introdujo una rampa artificial de compensación. Con este resultado se calcula un nuevo modelo del modulador y que incluye todas las fuentes de perturbación. Seguidamente se desarrolló mediante dos métodos diferentes el modelo del convertidor para los modos de conducción MCC (se utilizó el método de circuito promediado) y MCD (se utilizó el método de corriente inyectada). A continuación se desarrollaron las seis funciones de transferencia que caracterizan el lazo interno de corriente. A partir de la función de transferencia de impedancia de salida, audiosusceptibilidad y regulación de línea se estudió la relación entre el valor de la pendiente de la rampa de compensación y la respuesta dinámica del sistema.

En el capítulo cuatro se calculan los componentes para implementar el lazo de corriente, se utilizó el dispositivo UC3843.

En el quinto capítulo se valida mediante simulación en el dominio de la frecuencia las funciones de transferencias obtenidas en el capítulo 3. También se estudia en el dominio temporal el funcionamiento del convertidor elevador en lazo cerrado.

Aspectos relevantes.

Como aspectos relevantes se destaca el modelo completo del convertidor elevador que se propone ya que en la literatura no se encontró un modelo con todas las funciones de transferencias desarrolladas o bien que el modelo incluyese el retardo al muestrear. Además este documento es un resumen de los métodos más relevantes empleados en el modelado.

Trabajos Futuros.

Se propone los siguientes trabajos futuros a fin de completar el estudio sobre el convertidor elevador.

1. Como trabajos futuros se propones comparar diferentes métodos para incluir el efecto del retardo del muestreo para elegir el óptimo.
2. Validar las funciones de transferencia para el lazo interno de corriente en MCD
3. Validar experimentalmente el modelo.



Capítulo 7. Presupuesto.

En el presupuesto que se ofrece a continuación se han desglosado los costes totales de la realización del proyecto en dos capítulos: costes de amortización, costes de personal. En el tercer capítulo engloba los costes del material de oficina, los costes de electricidad, etc.

COSTES DE AMORTIZACIÓN DE EQUIPOS.

Se considerará una amortización lineal.

Solo se utilizó el ordenador para la realización del proyecto. La vida útil de un ordenador es de 9200 horas y los costes deducidos son:

	Coste equipo	Coste/hora	Nº de horas	TOTAL
Ordenador	700	0.07	720	50,40 €
TOTAL.....				50,40 €

COSTES DE PERSONAL.

Para el cálculo de los costes de personal, se suponen el siguiente salario bruto anual.

Técnico electrónico..... 25.000,00 €

Los cargos sobre el salario son:

Seguridad social..... 32.4 %

Absentismo..... 0.8 %

Otros conceptos..... 19.2 %

TOTAL..... 38.100,00 €

Para un total de 1850 horas de trabajo al año, estos salarios suponen un coste por hora de trabajador de:

Técnico electrónico..... 13.51 €/hora

Lo que supone los siguientes gastos de personal:

	Nº horas	Costes/hora	TOTAL
Búsqueda y organización de la información.	120	13.51 €/hora	1.621,20 €
Diseño.	320	13.51 €/hora	4.323,20 €
Simulación.	280	13.51 €/hora	3.782,80 €
TOTAL.....			9,727.20 €

PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL.

Coste de amortización de equipos.....	151.20 €
Coste de personal.....	9.727,20 €
TOTAL.....	9.423,40 €

PRESUPUESTO TOTAL.

Presupuesto de ejecución material.....	9.423,40 €
Gastos generales de la empresa (20%).....	1.884,68 €
Beneficios (15%).....	1.413,51 €
SUMA.....	20731.48 €
IVA (18%).....	3.731,66 €
TOTAL.....	24.463,14 €

El presupuesto total de este Proyecto asciende a:

Veinticuatro mil cuatrocientos sesenta y tres euros y catorce céntimos.

Madrid, 14 de febrero de 2011

Fdo.: Yeny Vázquez Gutiérrez.
Ingeniero Técnico Electrónico Industrial.



Capítulo 8. Anexos

8.1 Desarrollo de ecuaciones.

Nota de aclaración.

- A lo largo del desarrollo de las funciones de transferencia se han producido cambios en la nomenclatura que pueden llevar a confusión. Para evitarlo se aclara que: $\tilde{V}_o = \tilde{v}_o$, $\tilde{V}_g = \tilde{v}_g$, $Z_o = G_{vi}$ y $G_{ilio} = G_{ii}$
- Durante el desarrollo de las funciones de transferencia se considera que la ganancia del sensor de corriente R_f colocado en la bobina es 1. Para que la función de transferencia sea precisa, se incluirá al final del proceso de desarrollo.

A lo largo de este capítulo se obtendrán las funciones de transferencia que permiten modelar el lazo interno de corriente de un convertidor elevador con control en modo corriente de pico y que corresponden al diagrama de la Figura 8.1.

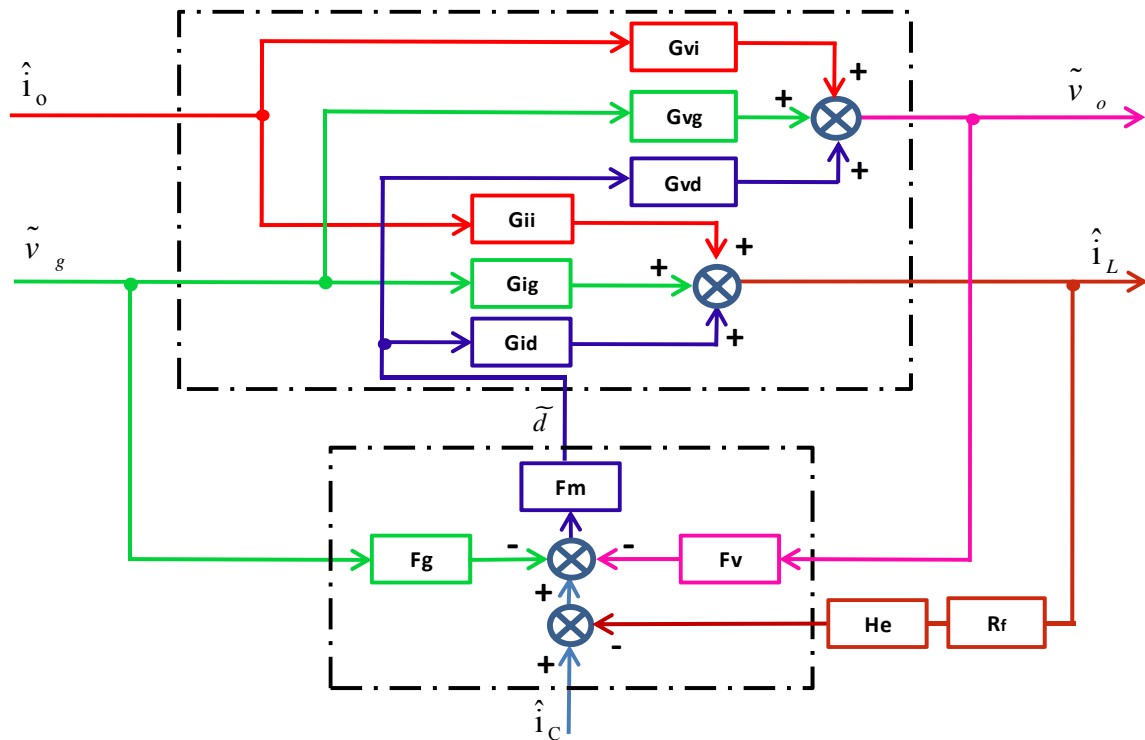


Figura 8.1 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente del convertidor elevador con control de corriente de pico.

8.1.1 Ecuaciones de la planta para el modo de conducción continuo.

El circuito equivalente en pequeña señal del convertidor elevador es el de la Figura 8.2. En el capítulo 3 se explica cómo obtenerlo.

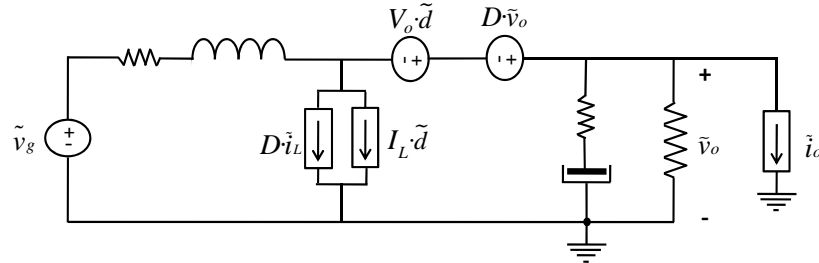


Figura 8.2 Circuito en pequeña señal del convertidor elevador.

- **Tensión de salida respecto a tensión de entrada G_{vg}**

Se cancelan las fuentes de perturbación \tilde{d} , \tilde{i}_o , Figura 8.3 y el resultado es Figura 8.4.

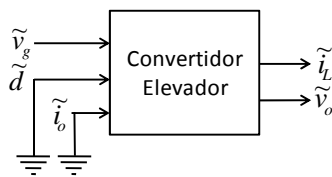


Figura 8.3 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (Gvg en MCC).

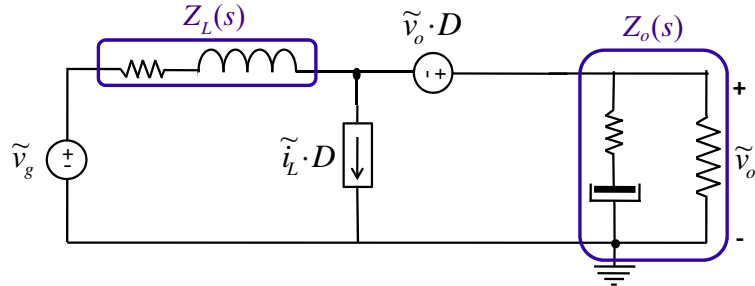


Figura 8.4 Circuito equivalente empleado en el cálculo de Gvg en MCC

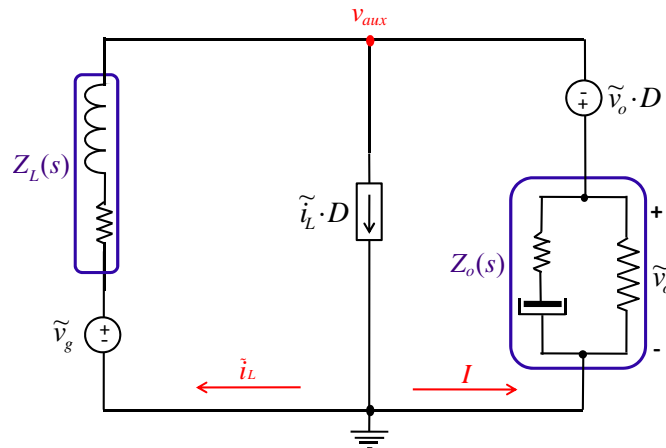


Figura 8.5 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de Gvg en MCC.

A partir de la Figura 8.5 se establecen las siguientes relaciones:

$$v_{aux} = \tilde{v}_g - \tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.1)$$

$$v_{aux} = -\tilde{v}_o \cdot D + \tilde{v}_o \quad (8.2)$$

$$I = -\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (8.3)$$

$$\tilde{i}_L \cdot D = I + \tilde{i}_L \quad (8.4)$$

Desarrollando (8.3) e igualándola a (8.4)

$$\tilde{i}_L = \frac{\tilde{v}_o}{Z_o(1-D)} \quad (8.5)$$

Igualando (8.1) y (8.2):

$$\tilde{v}_g - \tilde{i}_L \cdot Z_L = -\tilde{v}_o \cdot D + \tilde{v}_o \quad (8.6)$$

Sustituyendo (8.5) en (8.6)

$$\tilde{v}_g - \frac{\tilde{v}_o}{Z_o(1-D)} \cdot Z_L = -\tilde{v}_o \cdot D + \tilde{v}_o \quad (8.7)$$

Desarrollando (8.7) se obtiene que la función de transferencia es:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \frac{Z_o}{Z_o(1-D) + \frac{Z_L}{(1-D)}} \quad (8.8)$$

- **Tensión de salida respecto a corriente de salida G_{vi}** .

Se cancelan las fuentes de perturbación \tilde{d} , \tilde{v}_g .

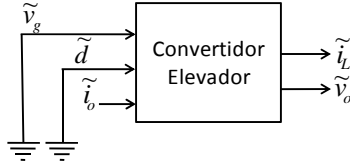


Figura 8.6 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{vi} en MCC).

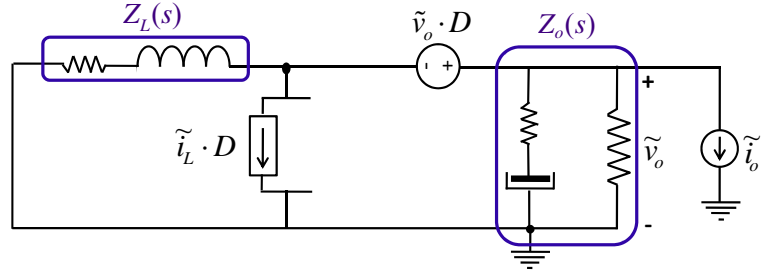


Figura 8.7 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{vi} en MCC

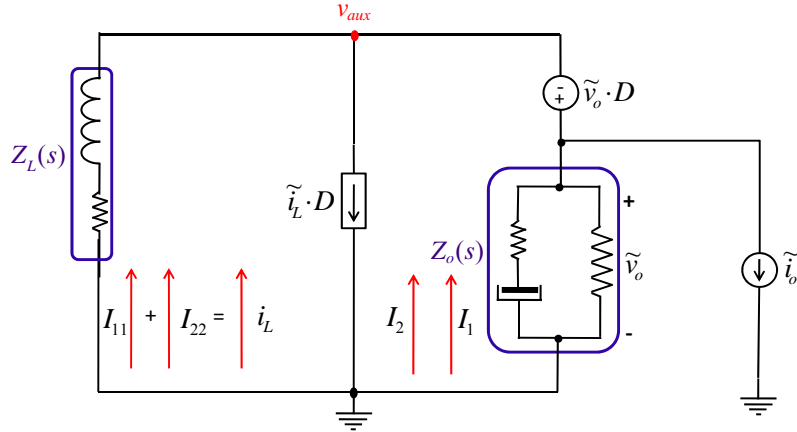


Figura 8.8 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{vi} en MCC.

A partir de la Figura 8.8 se establecen los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$I_1 + I_{11} = \tilde{i}_L \cdot D \quad (8.9)$$

$$I_2 + I_{22} = \tilde{i}_o \quad (8.10)$$

$$v_{aux} = -\tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.11)$$

$$v_{aux} = \tilde{v}_o \cdot (1 - D) \quad (8.12)$$

$$I_1 + I_2 = -\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (8.13)$$

Sumando las expresiones (8.9) y (8.10) se obtiene:

$$I_1 + I_{11} + I_2 + I_{22} = \tilde{i}_L \cdot D + \tilde{i}_o \quad (8.14)$$

Esta expresión puede ser escrita como:

$$\tilde{i}_L \cdot (1 - D) = \frac{\tilde{v}_o}{Z_o} + \tilde{i}_o$$

(8.15)

$$\tilde{i}_L = \frac{1}{(1 - D)} \cdot \left(\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} + \tilde{i}_o \right) \quad (8.16)$$

Al igualar las expresiones (8.11) y (8.12)

$$\tilde{v}_o \cdot (1 - D) = -\tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.17)$$

Se sustituye en (8.17) \tilde{i}_L por (8.16)

$$\tilde{v}_o \cdot (1 - D)^2 = -\frac{Z_L}{Z_o} \cdot \tilde{v}_o - Z_L \cdot \tilde{i}_o \quad (8.18)$$

Se desarrolla (8.18) para obtener la función de transferencia.

$$\tilde{v}_o \cdot \left((1 - D)^2 + \frac{Z_L}{Z_o} \right) = -Z_L \cdot \tilde{i}_o \quad (8.19)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = - \frac{\frac{Z_L \cdot Z_o}{(1 - D)}}{Z_o \cdot (1 - D) + \frac{Z_L}{(1 - D)}} \quad (8.20)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a ciclo de trabajo G_{id}**

Se cancelan las fuentes de perturbación \tilde{v}_g, \tilde{i}_o .

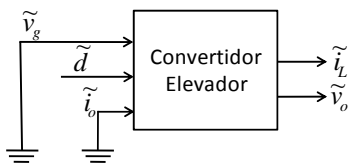


Figura 8.9 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{id} en MCC).

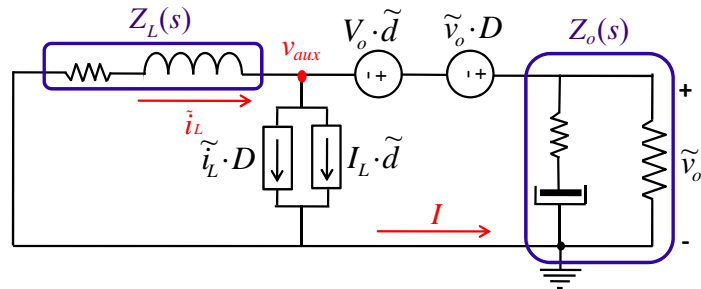


Figura 8.10 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{id} en MCC

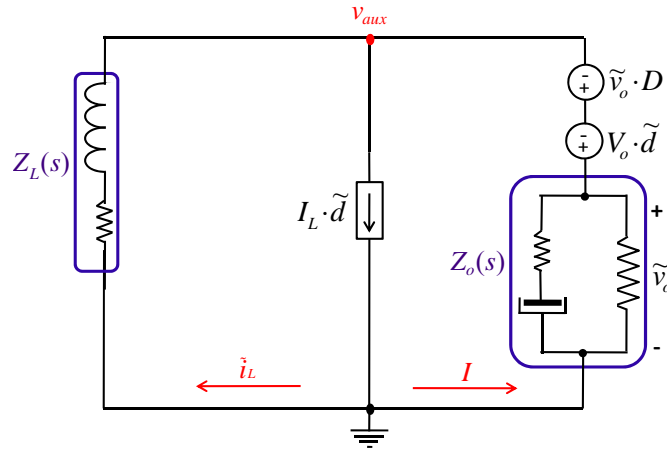


Figura 8.11 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de Gid en MCC.

A partir de la Figura 8.11 se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$I + \tilde{i}_L = I_L \cdot \tilde{d} + \tilde{i}_L \cdot D \quad (8.21)$$

$$v_{aux} = -\tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.22)$$

$$v_{aux} = \tilde{v}_o - \tilde{v}_o \cdot D - V_o \cdot \tilde{d} \quad (8.23)$$

$$\tilde{v}_o = -I \cdot Z_o \quad (8.24)$$

Sustituyendo (8.24) en (8.21):

$$\tilde{v}_o = -I_L \cdot Z_o \cdot \tilde{d} + \tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o \quad (8.25)$$

Igualando (8.22) y (8.23):

$$\tilde{v}_o - \tilde{v}_o \cdot D - V_o \cdot \tilde{d} = -\tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.26)$$

Sustituyendo en (8.26) \tilde{v}_o por (8.25):

$$-\tilde{i}_L \cdot Z_L = (-I_L \cdot Z_o \cdot \tilde{d} + \tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o) \cdot (1 - D) - V_o \cdot \tilde{d} \quad (8.27)$$

Factorizando (8.27) se obtiene

$$\tilde{i}_L \cdot (Z_L + (1 - D)^2 \cdot Z_o) = \tilde{d} \cdot (I_L \cdot Z_o \cdot (1 - D) + V_o) \quad (8.28)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{I_L \cdot Z_o + \frac{V_o}{(1-D)}}{Z_o \cdot (1-D) + \frac{Z_L}{(1-D)}} \quad (8.29)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a tensión de entrada G_{ig} .**

Se cancelan las fuentes de perturbación \tilde{d} , \tilde{i}_o .

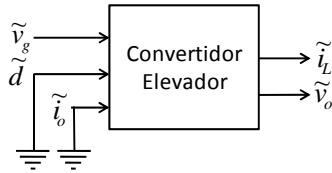


Figura 8.12 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{ig} en MCC).

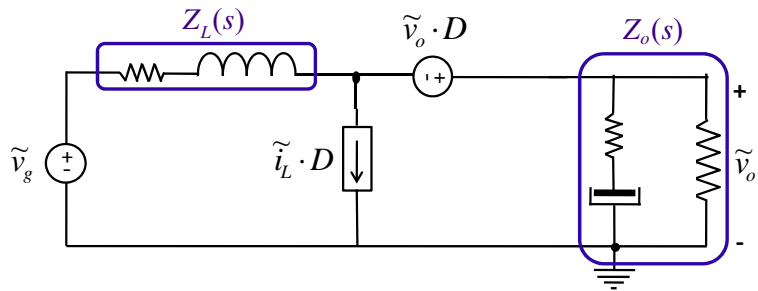


Figura 8.13 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{ig} en MCC

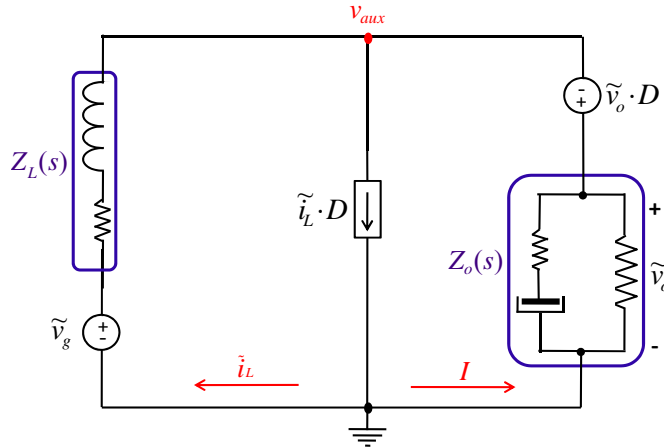


Figura 8.14 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{ig} en MCC.

A partir de la Figura 8.14 se establecen las siguientes relaciones:

$$\tilde{i}_L + I = \tilde{i}_L \cdot D \quad (8.30)$$

$$v_{aux} = \tilde{v}_g - \tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.31)$$

$$v_{aux} = -\tilde{v}_o \cdot D + \tilde{v}_o \quad (8.32)$$

$$I = -\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (8.33)$$

Igualando (8.30) y (8.33) se obtiene:

$$\tilde{v}_o = \tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o \quad (8.34)$$

Igualando (8.31) y (8.32) se obtiene:

$$\tilde{v}_o \cdot (1 - D) = \tilde{v}_g - \tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.35)$$

Sustituyendo en (8.35) \tilde{v}_o por (8.34):

$$\tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o \cdot (1 - D) = \tilde{v}_g - \tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.36)$$

Desarrollando la expresión (8.36) se obtiene:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_g} = \frac{1}{(1 - D)^2 \cdot Z_o + Z_L} \quad (8.37)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_g} = \frac{\frac{1}{(1 - D)}}{Z_o \cdot (1 - D) + \frac{Z_L}{(1 - D)}} \quad (8.38)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a corriente de salida G_{ii}**

Se cancelan las fuentes de perturbación \tilde{d} , \tilde{v}_g .

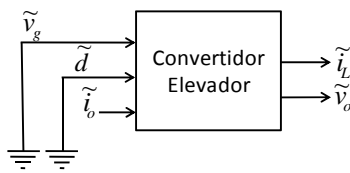


Figura 8.15 Esquema general entrada salida del lazo interno de corriente (G_{ii} en MCC).

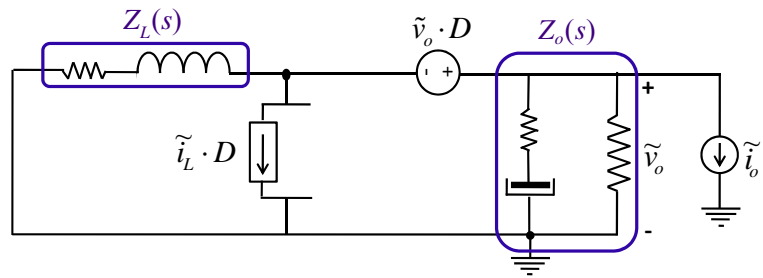


Figura 8.16 Circuito equivalente empleado en el cálculo de G_{ii} en MCC

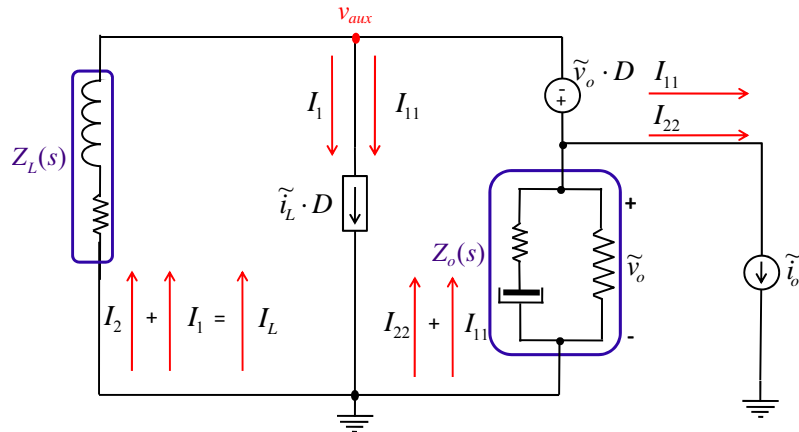


Figura 8.17 Circuito equivalente modificado empleado en el cálculo de G_{ii} en MCC.

Partiendo de la Figura 8.18 se establecen las siguientes relaciones:

$$\tilde{i}_L = I_1 + I_2 \quad (8.39)$$

$$\tilde{i}_o = I_2 + I_{22} \quad (8.40)$$

$$\tilde{i}_L \cdot D = I_{11} + I_1 \quad (8.41)$$

$$v_{aux} = -\tilde{i}_L \cdot Z_L \quad (8.42)$$

$$v_{aux} = \tilde{v}_o - \tilde{i}_o \cdot D \quad (8.43)$$

Se suma (8.40) y (8.41) y a partir de la Figura 8.17 y se simplifican.

$$\tilde{i}_L \cdot D + \tilde{i}_o = \tilde{i}_L - \frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (8.44)$$

$$\tilde{v}_o = \tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o - \tilde{i}_o \cdot Z_o \quad (8.45)$$

Se igualan (8.42) y (8.43):

$$-\tilde{i}_L \cdot Z_L = \tilde{v}_o \cdot (1 - D) \quad (8.46)$$

Sustituyendo en (8.46) \tilde{v}_o por (8.45):

$$-\tilde{i}_L \cdot Z_L = (\tilde{i}_L \cdot (1 - D) \cdot Z_o - \tilde{i}_o \cdot Z_o) \cdot (1 - D) \quad (8.47)$$

Desarrollando (8.47)

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = \frac{Z_o \cdot (1 - D)}{(1 - D)^2 \cdot Z_o + Z_L} \quad (8.48)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = \frac{Z_o}{Z_o \cdot (1-D) + \frac{Z_L}{(1-D)}} \quad (8.49)$$

8.1.2 Ecuaciones de la planta para el modo de conducción discontinuo.

Las expresiones promediadas de partida obtenidas en el capítulo 3 son:

$$\langle i_L \rangle = k \cdot V_g \cdot D^2 \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) \quad (8.50)$$

$$\langle i_{RC} \rangle = k \cdot D^2 \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \quad (8.51)$$

Donde k es:

$$k = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (8.52)$$

A continuación se derivan parcialmente respecto a las variables D, V_o, V_g .

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.53)$$

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.54)$$

Los coeficientes de (8.53) y (8.54) son

$$\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial D} = \frac{1}{2} \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g} \quad (8.55)$$

$$\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} = -k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \quad (8.56)$$

$$\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} = k \cdot \frac{2 \cdot V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) + D^2 \cdot V_g}{(V_o - V_g)^2} \quad (8.57)$$

$$\frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial D} = 2 \cdot k \cdot V_g \cdot D \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) \quad (8.58)$$

$$\frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} = k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \quad (8.59)$$

$$\frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_g} = k \cdot \frac{D^2 \cdot V_o \cdot (V_o - V_g) + V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \quad (8.60)$$

- **Tensión de salida respecto a tensión de entrada** G_{vg}

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.61)$$

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\tilde{v}_o}{Z_o} \quad (8.62)$$

Iguando las expresiones anteriores:

$$\frac{\tilde{v}_o}{Z_o} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.63)$$

Se desarrolla la expresión (8.63)

$$\tilde{v}_o \cdot \left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right) = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g \quad (8.64)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \frac{\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right)} \quad (8.65)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \frac{k \cdot \frac{2 \cdot V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) + D^2 \cdot V_g}{(V_o - V_g)^2}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \quad (8.66)$$

- **Tensión de salida respecto a corriente de salida G_{vi}**

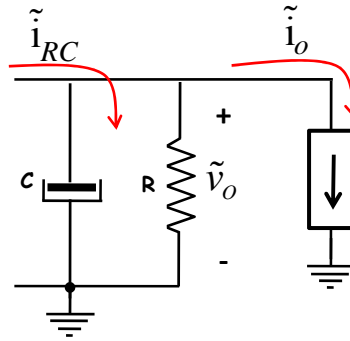


Figura 8.18 Salida en pequeña señal del convertidor elevador.

A partir de la Figura 8.18 se plantea el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\tilde{v}_o = (\tilde{i}_{RC} - \tilde{i}_o) \cdot Z_o \quad (8.67)$$

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.68)$$

Sustituimos (8.68) en (8.67)

$$\tilde{v}_o = \left(\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o - \tilde{i}_o \right) \cdot Z_o \quad (8.69)$$

$$\tilde{v}_o - Z_o \cdot \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o = -\tilde{i}_o \cdot Z_o \quad (8.70)$$

Finalmente:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = \frac{-Z_o}{1 - Z_o \cdot \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o}} = \frac{-Z_o}{1 + Z_o \cdot k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2}} \quad (8.71)$$

• **Corriente a través de la bobina respecto a ciclo de trabajo** *Gid* .

Las expresiones de partida es:

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.72)$$

Del capítulo 3 se conoce que:

$$\tilde{v}_o = \frac{2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \cdot \tilde{d} \quad (8.73)$$

Sustituyendo (8.73) en (8.72).

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial D} \cdot \tilde{d} + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \frac{2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \cdot \tilde{d} \quad (8.74)$$

$$\tilde{i}_L = \left(\frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial D} + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \frac{2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \right) \cdot \tilde{d} \quad (8.75)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = 2 \cdot k \cdot V_g \cdot D \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o - V_g} \right) + k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{2 \cdot k \cdot D \cdot \frac{V_g^2}{V_o - V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \quad (8.76)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a tensión de entrada** Gig .

La expresión de partida es:

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.77)$$

De apartados anteriores se conoce que:

$$\tilde{v}_o = \frac{\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right)} \cdot \tilde{v}_g \quad (8.78)$$

Sustituyendo (8.78) en (8.77):

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_g} \cdot \tilde{v}_g + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \frac{\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right)} \cdot \tilde{v}_g \quad (8.79)$$

Desarrollando la expresión (8.79):

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_g} = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_g} + \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \frac{\frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_g}}{\left(\frac{1}{Z_o} - \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \right)} \quad (8.80)$$

Finalmente:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_g} = k \cdot \frac{D^2 \cdot V_o \cdot (V_o - V_g) + V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} + k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{k \cdot \frac{2 \cdot V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) + D^2 \cdot V_g}{(V_o - V_g)^2}}{\left(\frac{1}{Z_o} + k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2} \right)} \quad (8.81)$$

• **Corriente a través de la bobina respecto a corriente de salida G_{ii}**

A partir de la Figura 8.18 se obtienen las siguientes expresiones:

$$\tilde{v}_o = Z_o \cdot (\tilde{i}_{RC} - \tilde{i}_o) \quad (8.82)$$

$$\tilde{i}_{RC} = \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.83)$$

Despreciando en la expresión (8.54) las perturbaciones \tilde{v}_g, \tilde{d} :

$$\tilde{i}_L = \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial V_o} \cdot \tilde{v}_o \quad (8.84)$$

Sustituyendo (8.83) en (8.82).

$$\tilde{v}_o = \frac{-Z_o}{1 - Z_o \cdot \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o}} \cdot \tilde{i}_o \quad (8.85)$$

Se sustituye (8.85) en (8.84).

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = k \cdot \frac{V_g \cdot D^2 \cdot (V_o - V_g) - V_o \cdot V_g \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{-Z_o}{1 - Z_o \cdot \frac{\partial \langle i_{RC} \rangle}{\partial V_o}} \quad (8.86)$$

Finalmente:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = k \cdot \frac{V_g^2 \cdot D^2}{(V_o - V_g)^2} \cdot \frac{Z_o}{1 + Z_o \cdot k \cdot \frac{D^2 \cdot V_g^2}{(V_o - V_g)^2}} \quad (8.87)$$

8.1.3 Ecuaciones del lazo interno de corriente.

El diagrama de partida es el que se muestra en la Figura 8.1. Aplicando el principio de superposición se cancelan aquellas entradas que no influyan en la función de transferencia que se esté calculando.

- **Tensión de salida respecto a corriente de control B .**

El diagrama de partida es la Figura 8.1. Tras cancelar las entradas \tilde{i}_o, \tilde{i}_c se obtiene el diagrama de la Figura 8.19.

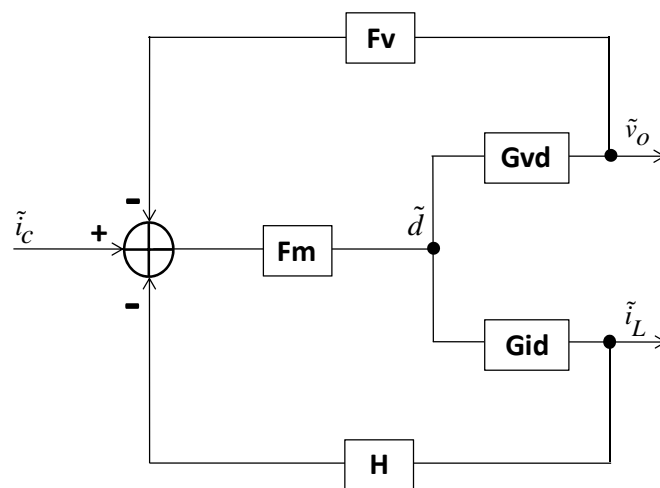


Figura 8.19 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia B

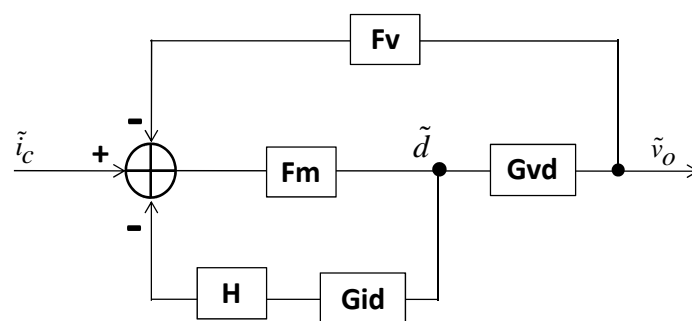


Figura 8.20 Simplificación B-I

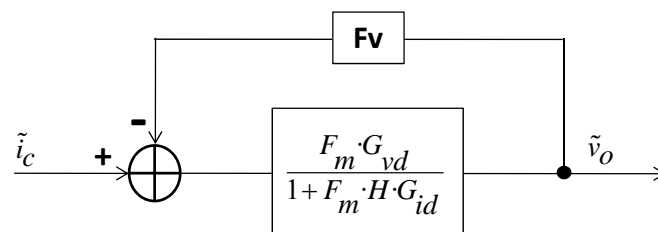


Figura 8.21 Simplificación B-II

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_c} = \frac{\frac{F_m \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot H \cdot G_{vd}}}{1 + \frac{F_m \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot H \cdot G_{vd}} \cdot F_v} \quad (8.88)$$

$$B = \frac{F_m \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.89)$$

- **Tensión de salida respecto a corriente de salida C** .

El diagrama de bloques de partida y con las entradas \tilde{i}_c, \tilde{v}_g canceladas corresponde a la Figura 8.22.

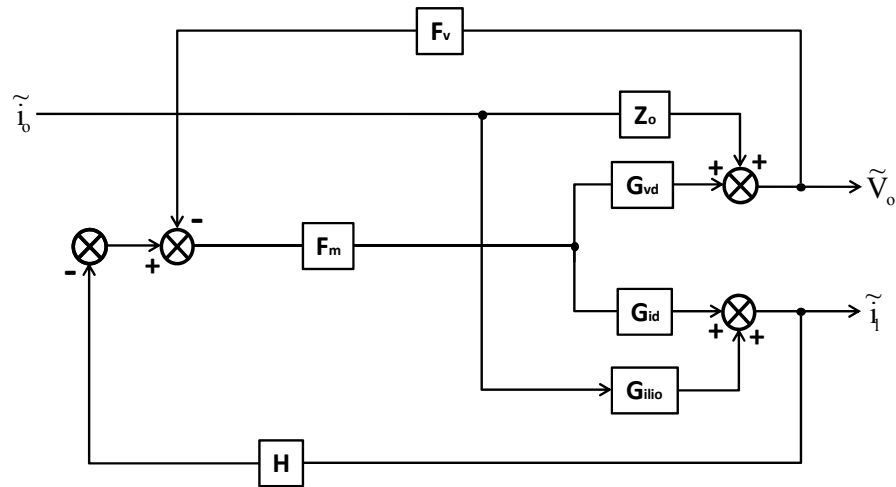


Figura 8.22 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia C

La Figura 8.23 es equivalente a la Figura 8.22 pero reordenada.

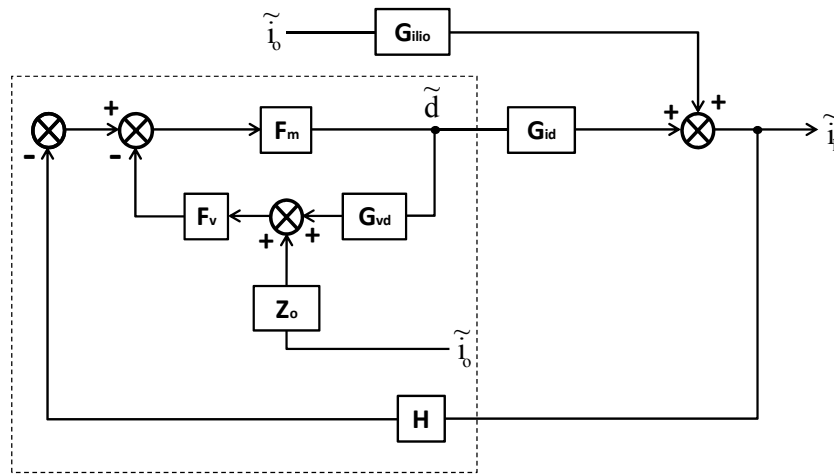


Figura 8.23 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia C reordenado

A continuación se aplican simplificaciones a la zona enmarcada de la Figura 8.23.

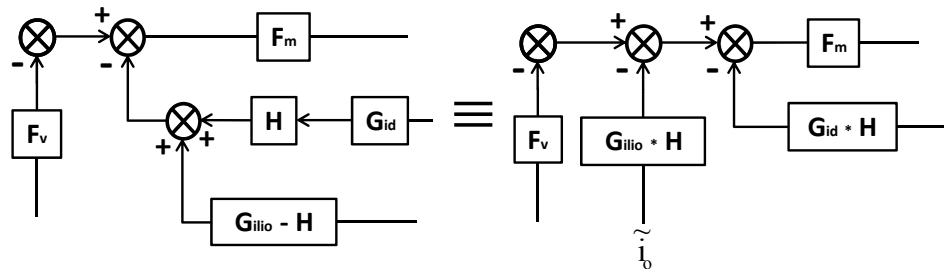


Figura 8.24 Simplificación C-I

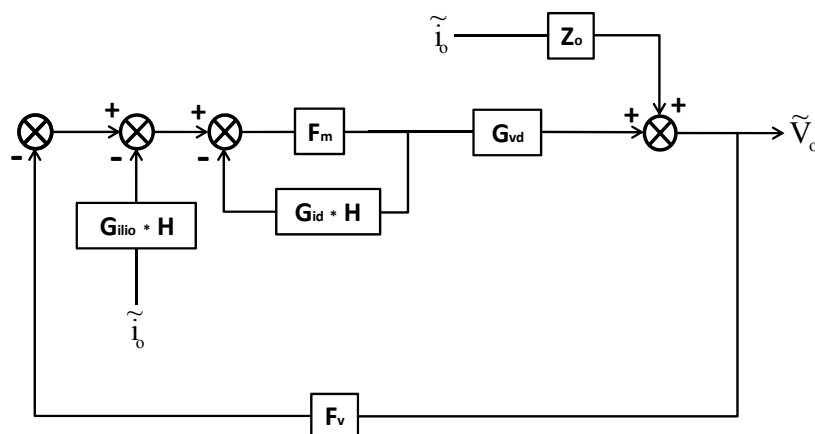


Figura 8.25 Simplificación C-II

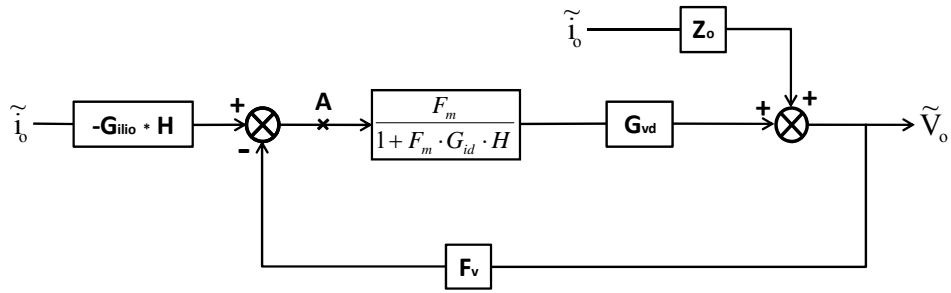


Figura 8.26 Simplificación C-III

Sobre la Figura 8.26 se ha señalado un punto A. Seguidamente se calculará la función de transferencia hasta el punto A y desde este punto hasta \tilde{v}_o . Nótese que se han cometido errores en la nomenclatura de los bloques: $Z_o = G_{vi}$ y $G_{ilio} = G_{ii}$.

$$A = -\left(G_{ii} \cdot H \cdot \tilde{i}_o + F_v \cdot \tilde{v}_o\right) \quad (8.90)$$

$$\tilde{v}_o = A \cdot \frac{F_m \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot G_{id} \cdot H} + G_{vi} \cdot \tilde{i}_o \quad (8.91)$$

Se sustituye (8.90) en (8.91).

$$\tilde{v}_o = -\left(G_{ii} \cdot H \cdot \tilde{i}_o + F_v \cdot \tilde{v}_o\right) \cdot \frac{F_m \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot G_{id} \cdot H} + G_{vi} \cdot \tilde{i}_o \quad (8.92)$$

Desarrollando (8.92) se obtiene:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = \frac{G_{vi} \cdot (1 + F_m \cdot G_{id} \cdot H) - G_{ii} \cdot F_m \cdot H \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.93)$$

$$C = \frac{G_{vi} \cdot (1 + F_m \cdot G_{id} \cdot H \cdot R_f) - G_{ii} \cdot F_m \cdot H \cdot R_f \cdot G_{vd}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.94)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a corriente de control E .**

El diagrama de bloques de partida y con las entradas \tilde{i}_o, \tilde{v}_g canceladas corresponde a la Figura 8.27

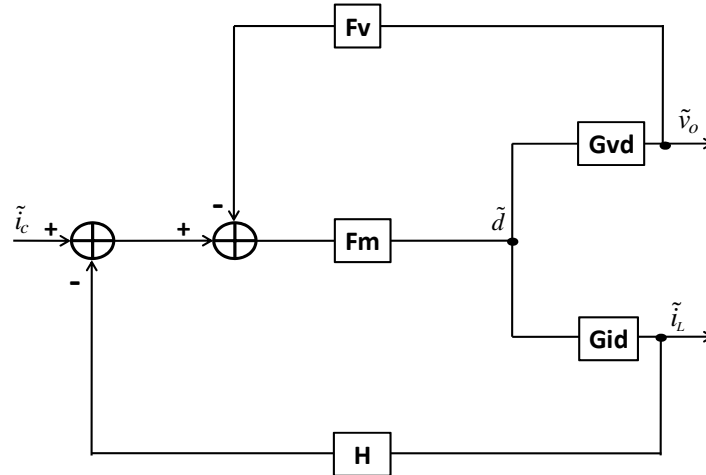


Figura 8.27 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia E .

Se simplifica el diagrama de la Figura 8.27.

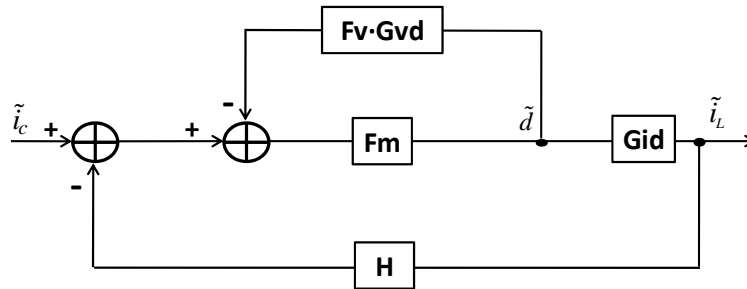


Figura 8.28 Simplificación E-I.

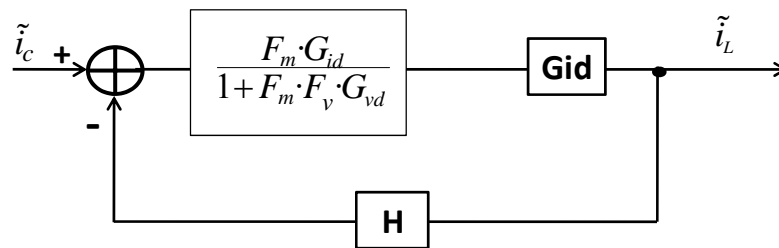


Figura 8.29 Simplificación E-II.

El resultado final es:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_c} = \frac{F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.95)$$

$$E = \frac{F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H \cdot R_f + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.96)$$

- **Corriente a través de la bobina respecto a tensión de entrada D**

La Figura 8.30 corresponde al diagrama de partida una vez que las entradas \tilde{i}_c, \tilde{i}_o han sido canceladas

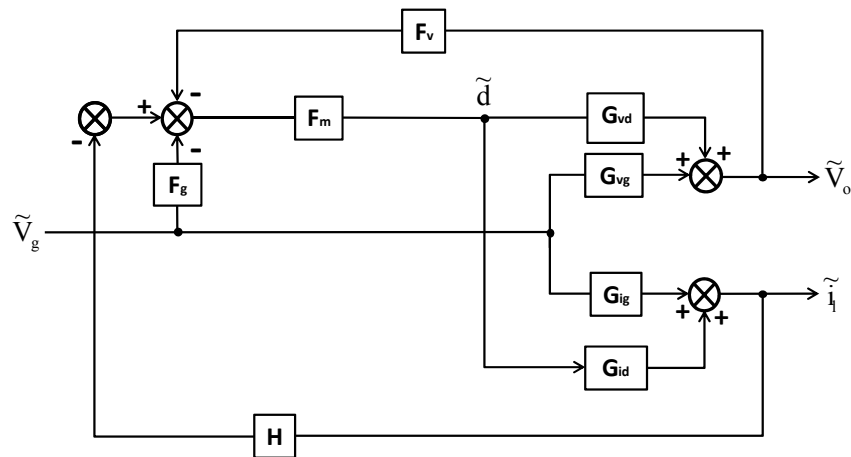


Figura 8.30 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia D

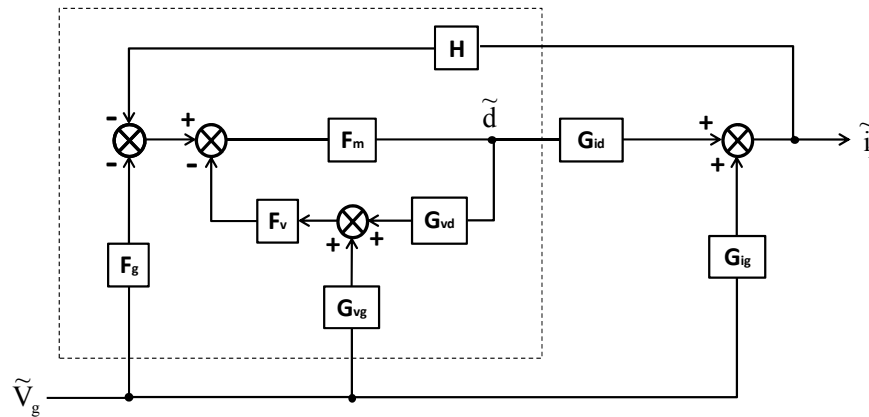


Figura 8.31 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia D reordenado

Se simplifica la zona enmarcada de la Figura 8.31.

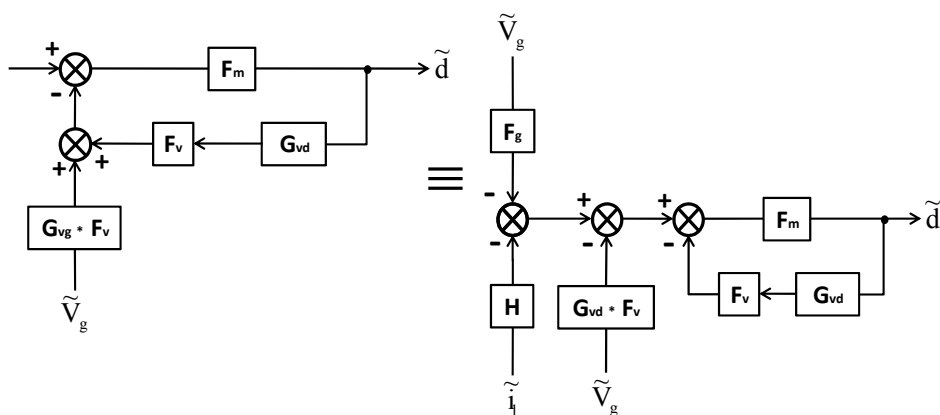


Figura 8.32 Simplificación D-I.

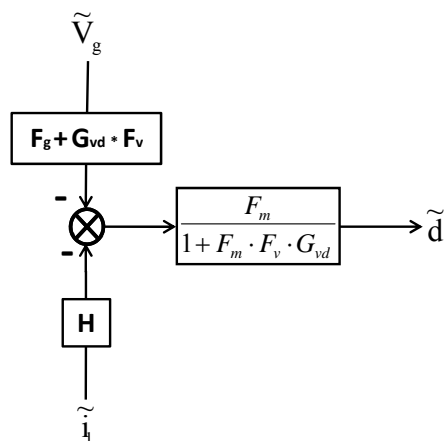


Figura 8.33 Simplificación D-II

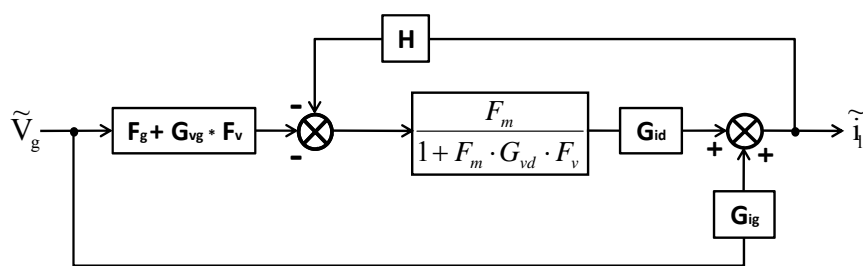


Figura 8.34 Simplificación D-III

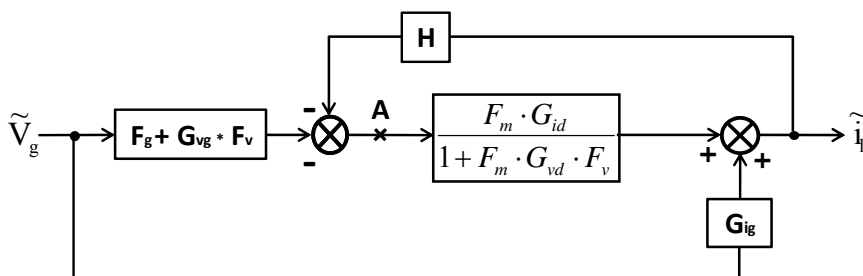


Figura 8.35 Simplificación D-IV

Sobre la Figura 8.34 se ha señalado como referencia para hallar la función de transferencia de D.

$$A = -\left(\tilde{i}_L \cdot H + (F_g + F_v \cdot G_{vg}) \cdot \tilde{v}_g\right) \quad (8.97)$$

$$\tilde{i}_L = \tilde{v}_g \cdot G_{ig} + A \cdot \frac{F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}} \quad (8.98)$$

Sustituyendo (8.97) en (8.98)

$$\tilde{i}_L = \tilde{v}_g \cdot G_{ig} - \left(\tilde{i}_L \cdot H + (F_g + F_v \cdot G_{vg}) \cdot \tilde{v}_g\right) \cdot \frac{F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}} \quad (8.99)$$

Desarrollando (8.99)

$$\tilde{i}_L \cdot \left(1 + \frac{H \cdot F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}}\right) = \tilde{v}_g \cdot \left(G_{ig} - \frac{F_m \cdot G_{id} \cdot (F_g + F_v \cdot G_{vg})}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}}\right) \quad (8.100)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_g} = \frac{G_{ig} - F_m \cdot G_{id} \cdot F_g + F_m \cdot F_v \cdot (G_{ig} \cdot G_{vd} - G_{vg} \cdot G_{id})}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.101)$$

$$D = \frac{G_{ig} - F_m \cdot G_{id} \cdot F_g + F_m \cdot F_v \cdot (G_{ig} \cdot G_{vd} - G_{vg} \cdot G_{id})}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H \cdot Rf + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.102)$$

- **Corriente en la bobina respecto a corriente de salida F**

La Figura 8.36 corresponde al diagrama de partida una vez que las entradas \tilde{i}_c, \tilde{v}_g han sido canceladas

Seguidamente se realizan simplificaciones a la región enmarcada de la Figura 8.37.

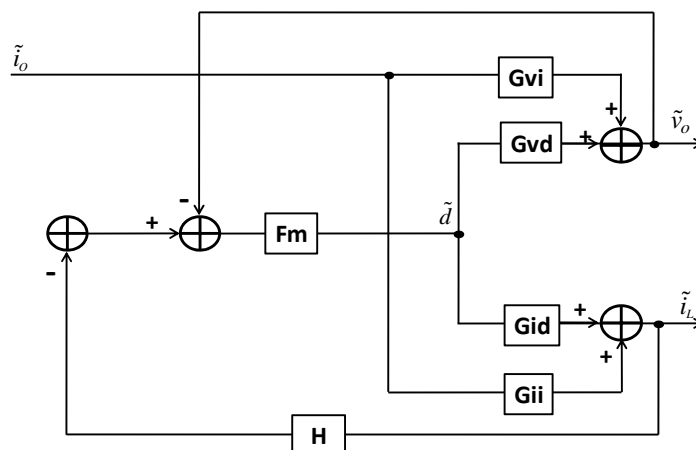


Figura 8.36 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia F

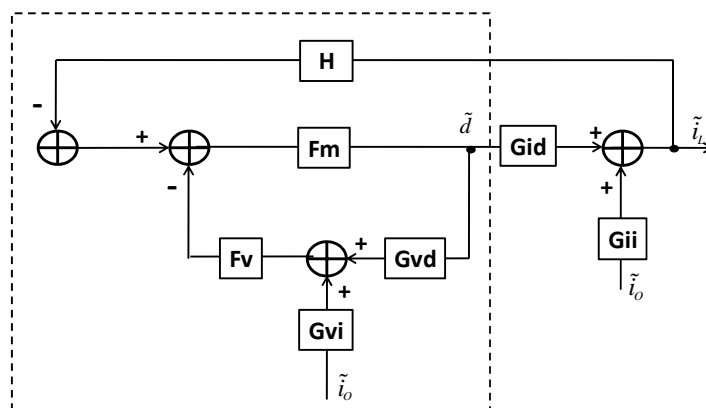


Figura 8.37 Diagrama de bloques del lazo interno de corriente utilizado en el cálculo de la función de transferencia F reordenado.

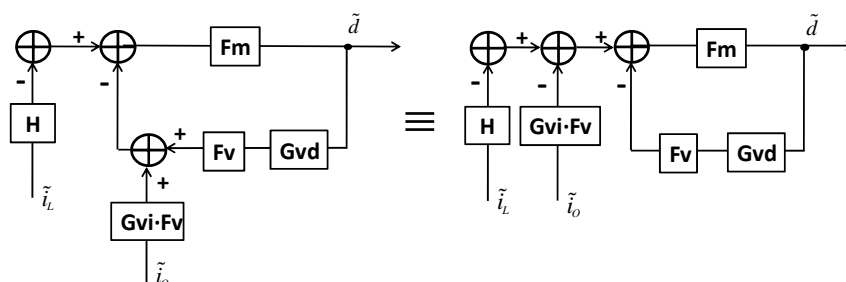


Figura 8.38 Simplificación F-I

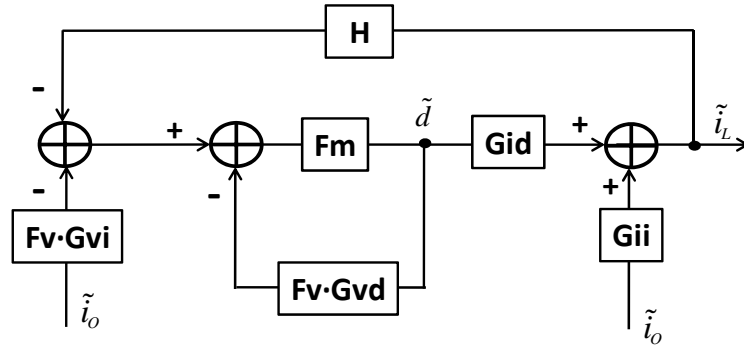


Figura 8.39 Simplificación F-II.

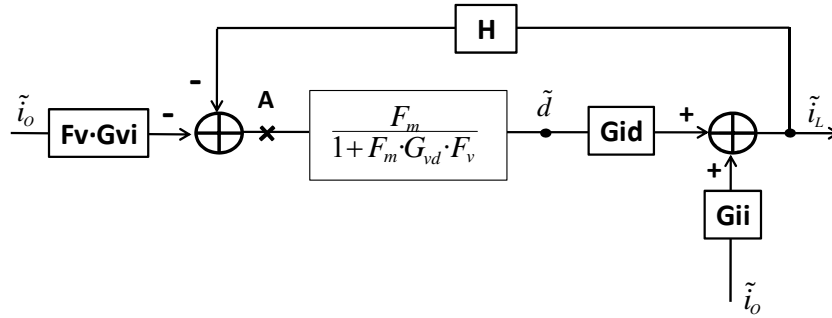


Figura 8.40 Simplificación F-III

En la Figura 8.40 se ha señalado un punto de referencia A que servirá para el cálculo de la función de transferencia.

$$A = -(\tilde{i}_L \cdot H + \tilde{i}_o \cdot F_v \cdot G_{vi}) \quad (8.103)$$

$$\tilde{i}_L = A \cdot \frac{F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}} + G_{ii} \cdot \tilde{i}_o \quad (8.104)$$

Se sustituye (8.103) en (8.104)

$$\tilde{i}_L \cdot \left(1 + \frac{H \cdot F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}} \right) = \tilde{i}_o \cdot \left(G_{ii} - \frac{F_v \cdot G_{vi} \cdot F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}} \right) \quad (8.105)$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = \frac{G_{ii} \cdot (1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}) - F_v \cdot G_{vi} \cdot F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.106)$$

$$F = \frac{G_{ii} \cdot (1 + F_m \cdot F_v \cdot G_{vd}) - F_v \cdot G_{vi} \cdot F_m \cdot G_{id}}{1 + F_m \cdot (G_{id} \cdot H \cdot Rf + F_v \cdot G_{vd})} \quad (8.107)$$



8.2 Datasheet UC3843.

Current Mode PWM Controller

FEATURES

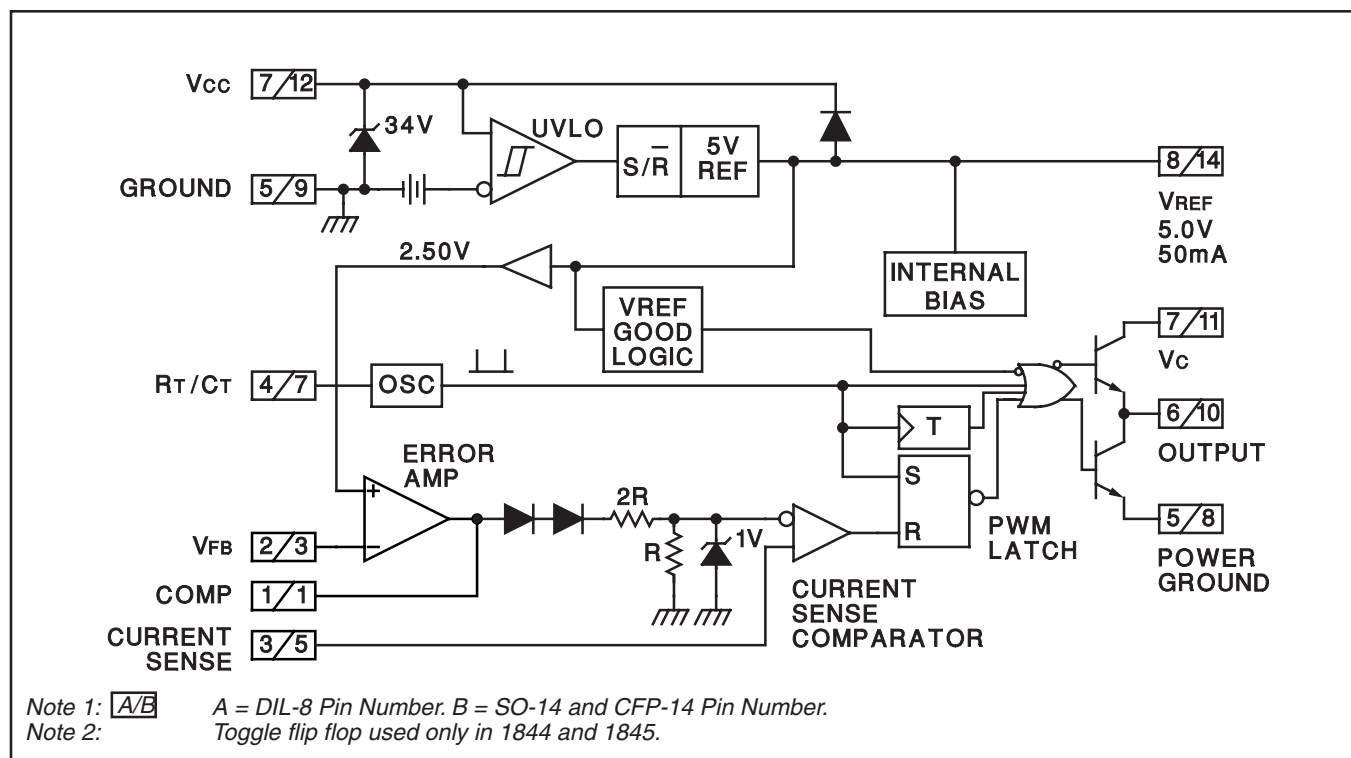
- Optimized For Off-line And DC To DC Converters
- Low Start Up Current (<1mA)
- Automatic Feed Forward Compensation
- Pulse-by-pulse Current Limiting
- Enhanced Load Response Characteristics
- Under-voltage Lockout With Hysteresis
- Double Pulse Suppression
- High Current Totem Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- 500khz Operation
- Low Ro Error Amp

DESCRIPTION

The UC1842/3/4/5 family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include under-voltage lockout featuring start up current less than 1mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input, logic to insure latched operation, a PWM comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N Channel MOSFETs, is low in the off state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC1842 and UC1844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off), ideally suited to off-line applications. The corresponding thresholds for the UC1843 and UC1845 are 8.4V and 7.6V. The UC1842 and UC1843 can operate to duty cycles approaching 100%. A range of zero to 50% is obtained by the UC1844 and UC1845 by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

BLOCK DIAGRAM

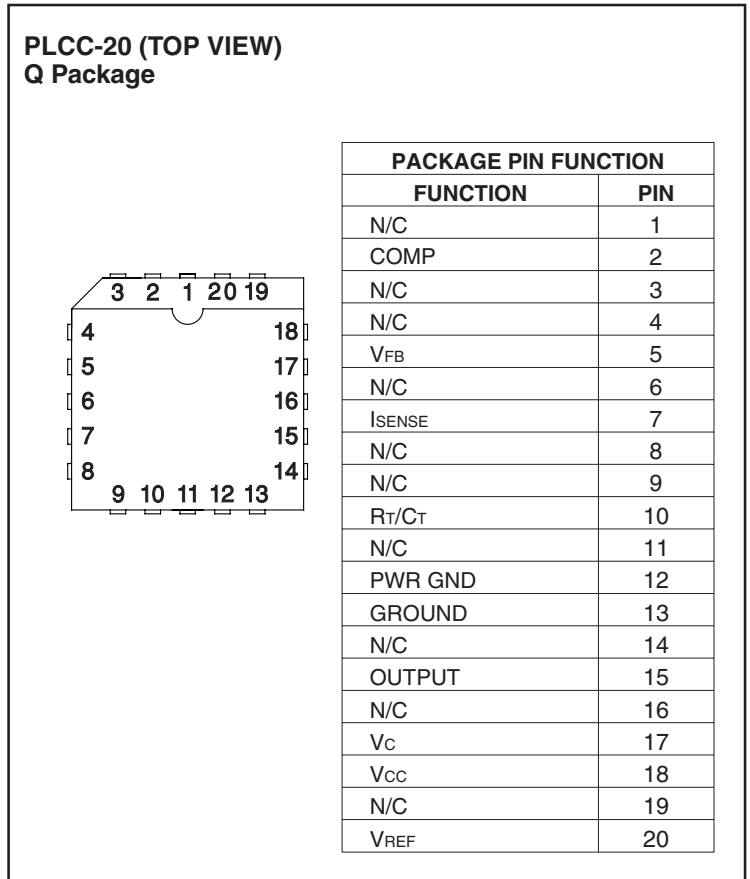
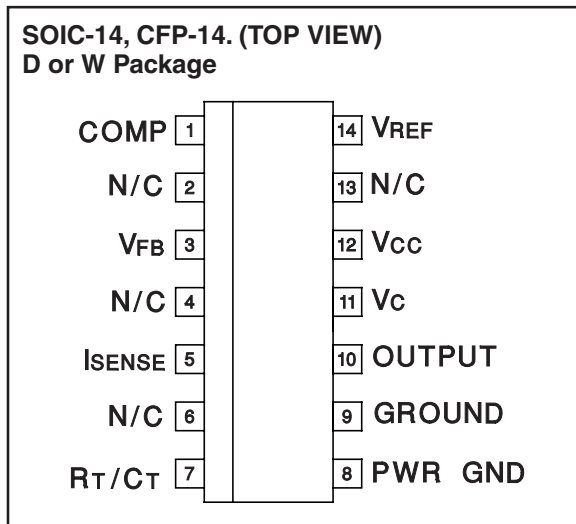
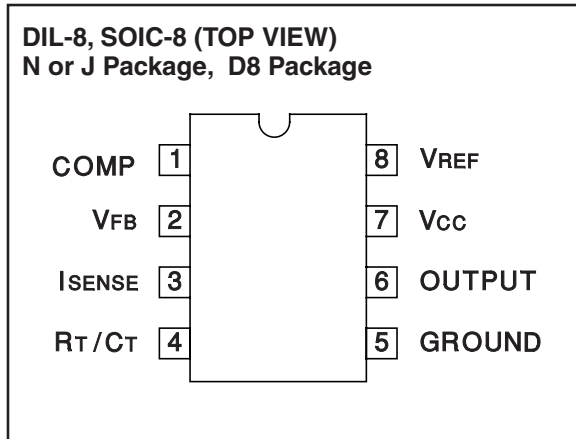


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Low Impedance Source) 30V
Supply Voltage ($I_{CC} < 30\text{mA}$) Self Limiting
Output Current $\pm 1\text{A}$
Output Energy (Capacitive Load) $5\mu\text{J}$
Analog Inputs (Pins 2, 3) -0.3V to $+6.3\text{V}$
Error Amp Output Sink Current 10mA
Power Dissipation at $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (DIL-8) 1W
Power Dissipation at $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (SOIC-14) 725mW
Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds) 300°C

Note 1: All voltages are with respect to Pin 5.
All currents are positive into the specified terminal.
Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS



DISSIPATION RATING TABLE

Package	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ Power Rating	Derating Factor Above $T_A \leq 25^\circ\text{C}$	$T_A \leq 70^\circ\text{C}$ Power Rating	$T_A \leq 85^\circ\text{C}$ Power Rating	$T_A \leq 125^\circ\text{C}$ Power Rating
W	700 mW	5.5 mW/ $^\circ\text{C}$	452 mW	370 mW	150 mW

UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $V_{CC} = 15\text{V}$ (Note 5); $R_T = 10\text{k}$; $C_T = 3.3\text{nF}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	TJ = 25°C, IO = 1mA	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	12 ≤ VIN ≤ 25V		6	20		6	20	mV
Load Regulation	1 ≤ IO ≤ 20mA		6	25		6	25	mV
Temp. Stability	(Note 2) (Note 7)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation	Line, Load, Temp. (Note 2)	4.9		5.1	4.82		5.18	V
Output Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10kHz, TJ = 25°C (Note2)		50			50		μV
Long Term Stability	TA = 125°C, 1000Hrs. (Note 2)		5	25		5	25	mV
Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy	TJ = 25°C (Note 6)	47	52	57	47	52	57	kHz
Voltage Stability	12 ≤ VCC ≤ 25V		0.2	1		0.2	1	%
Temp. Stability	TMIN ≤ TA ≤ TMAX (Note 2)		5			5		%
Amplitude	VPIN 4 peak to peak (Note 2)		1.7			1.7		V
Error Amp Section								
Input Voltage	VPIN 1 = 2.5V	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	μA
AVOL	2 ≤ VO ≤ 4V	65	90		65	90		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 2) TJ = 25°C	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	12 ≤ VCC ≤ 25V	60	70		60	70		dB
Output Sink Current	VPIN 2 = 2.7V, VPIN 1 = 1.1V	2	6		2	6		mA
Output Source Current	VPIN 2 = 2.3V, VPIN 1 = 5V	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
VOUT High	VPIN 2 = 2.3V, RL = 15k to ground	5	6		5	6		V
VOUT Low	VPIN 2 = 2.7V, RL = 15k to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V
Current Sense Section								
Gain	(Notes 3 and 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	VPIN 1 = 5V (Note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
PSRR	12 ≤ VCC ≤ 25V (Note 3) (Note 2)		70			70		dB
Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	μA
Delay to Output	VPIN 3 = 0 to 2V (Note 2)		150	300		150	300	ns

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN\ 2} = 0$.

Note 4: Gain defined as

$$A = \frac{\Delta V_{PIN\ 1}}{\Delta V_{PIN\ 3}}, 0 \leq V_{PIN\ 3} \leq 0.8\text{V}$$

Note 5: Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.

Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

Note 7: Temperature stability, sometimes referred to as average temperature coefficient, is described by the equation:

$$\text{Temp Stability} = \frac{V_{REF\ (max)} - V_{REF\ (min)}}{T_J\ (max) - T_J\ (min)}$$

$V_{REF\ (max)}$ and $V_{REF\ (min)}$ are the maximum and minimum reference voltages measured over the appropriate temperature range. Note that the extremes in voltage do not necessarily occur at the extremes in temperature.

UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS:

Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $V_{CC} = 15\text{V}$ (Note 5); $R_T = 10\text{k}$; $C_T = 3.3\text{nF}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITION	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Section								
Output Low Level	ISINK = 20mA		0.1	0.4		0.1	0.4	V
	ISINK = 200mA		1.5	2.2		1.5	2.2	V
Output High Level	ISOURCE = 20mA	13	13.5		13	13.5		V
	ISOURCE = 200mA	12	13.5		12	13.5		V
Rise Time	TJ = 25°C, CL = 1nF (Note 2)		50	150		50	150	ns
Fall Time	TJ = 25°C, CL = 1nF (Note 2)		50	150		50	150	ns
Under-voltage Lockout Section								
Start Threshold	X842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	V
	X843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	V
Min. Operating Voltage After Turn On	X842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	V
	X843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
PWM Section								
Maximum Duty Cycle	X842/3	95	97	100	95	97	100	%
	X844/5	46	48	50	47	48	50	%
Minimum Duty Cycle				0			0	%
Total Standby Current								
Start-Up Current			0.5	1		0.5	1	mA
Operating Supply Current	VPIN 2 = VPIN 3 = 0V		11	17		11	17	mA
Vcc Zener Voltage	ICC = 25mA	30	34		30	34		V

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{\text{PIN } 2} = 0$

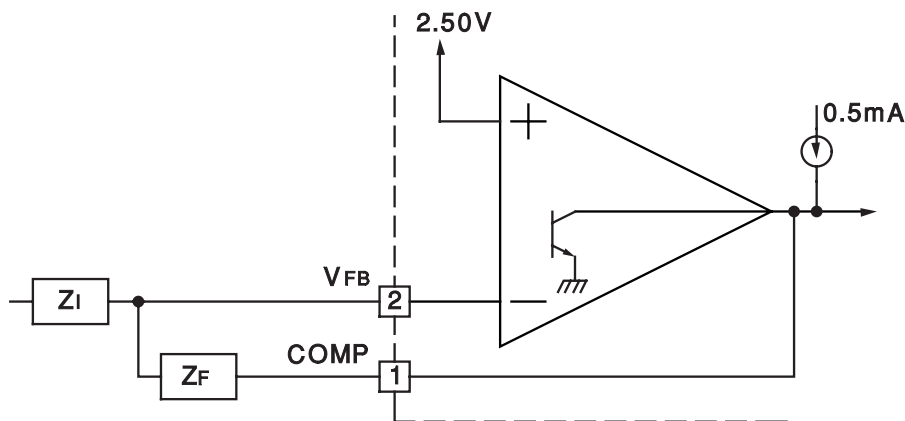
Note 4: Gain defined as: $A = \frac{\Delta V_{\text{PIN } 1}}{\Delta V_{\text{PIN } 3}}$; $0 \leq V_{\text{PIN } 3} \leq 0.8\text{V}$.

Note 5: Adjust Vcc above the start threshold before setting at 15V.

Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

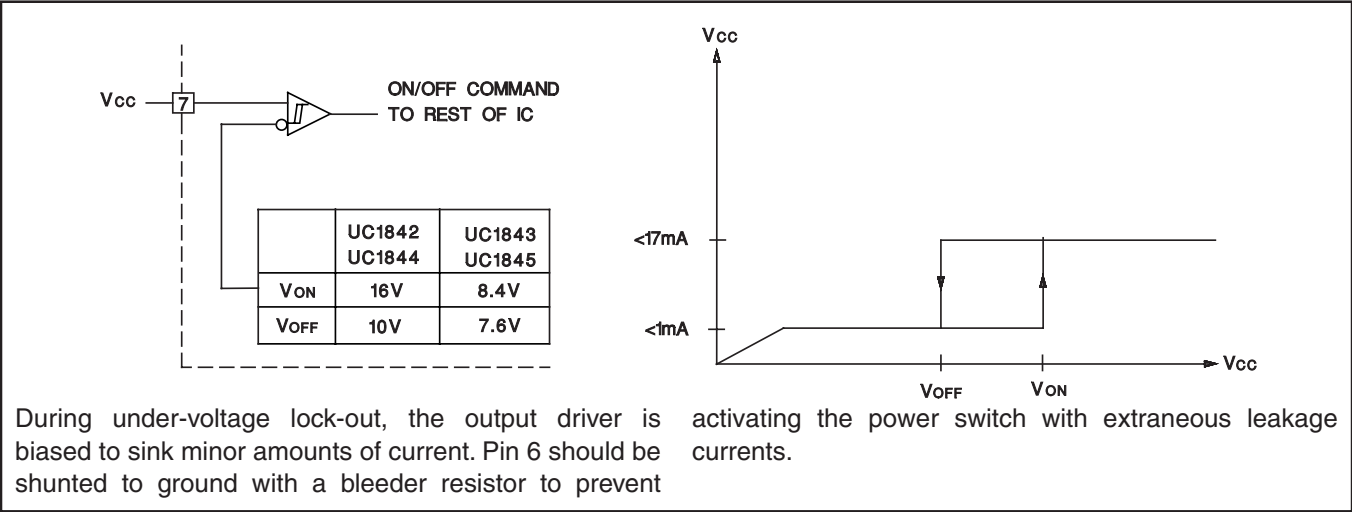
Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

ERROR AMP CONFIGURATION

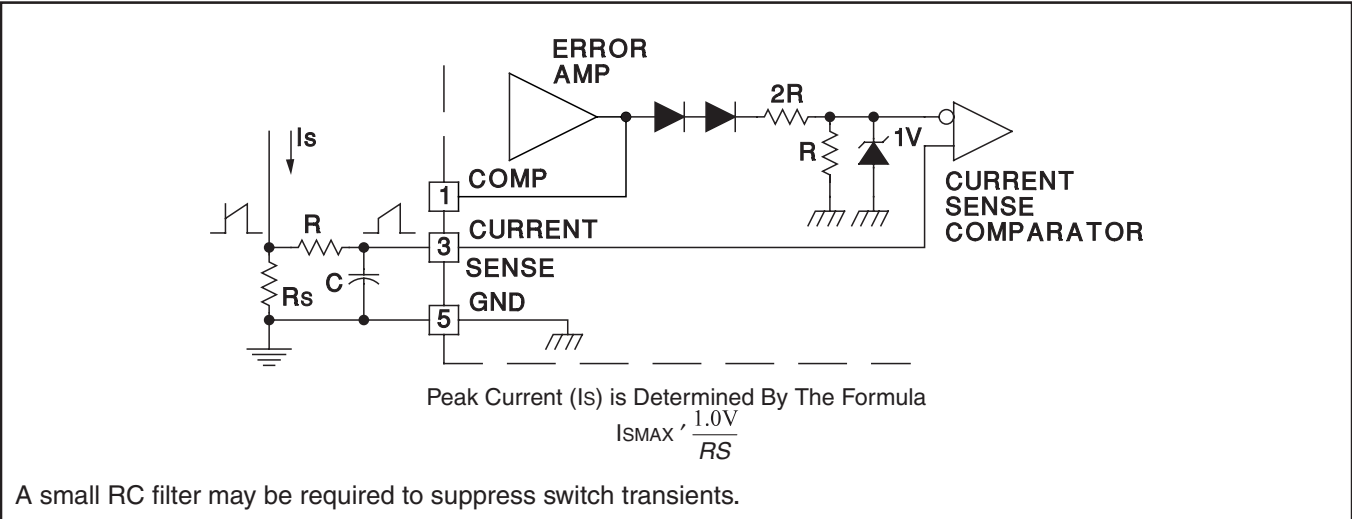


Error Amp can Source or Sink up to 0.5mA

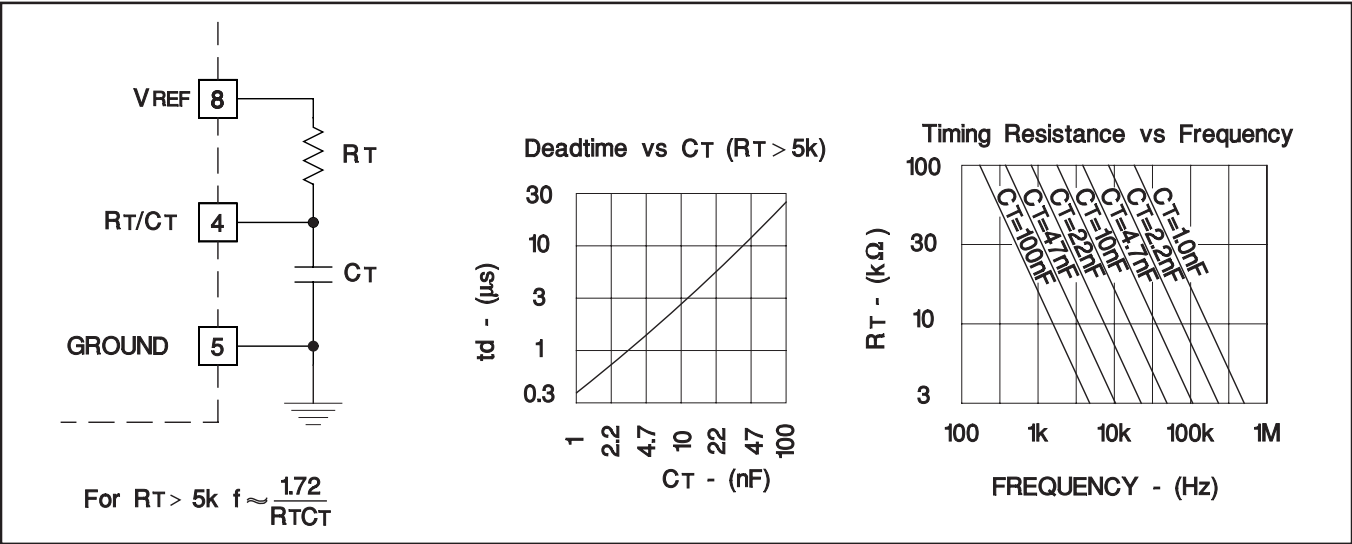
UNDER-VOLTAGE LOCKOUT



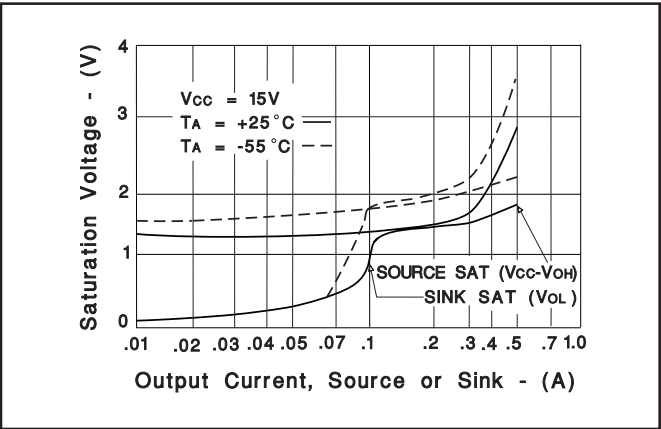
CURRENT SENSE CIRCUIT



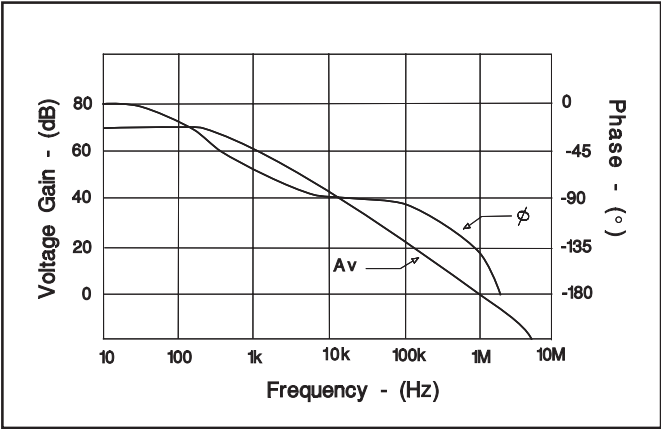
OSCILLATOR SECTION



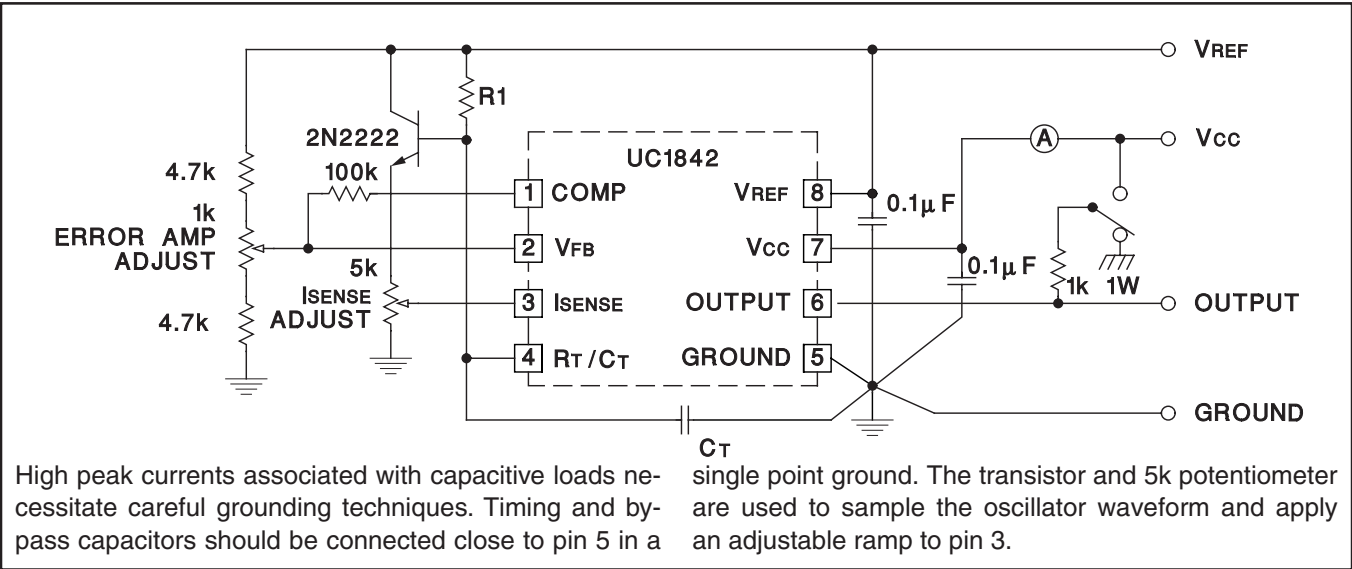
OUTPUT SATURATION CHARACTERISTICS



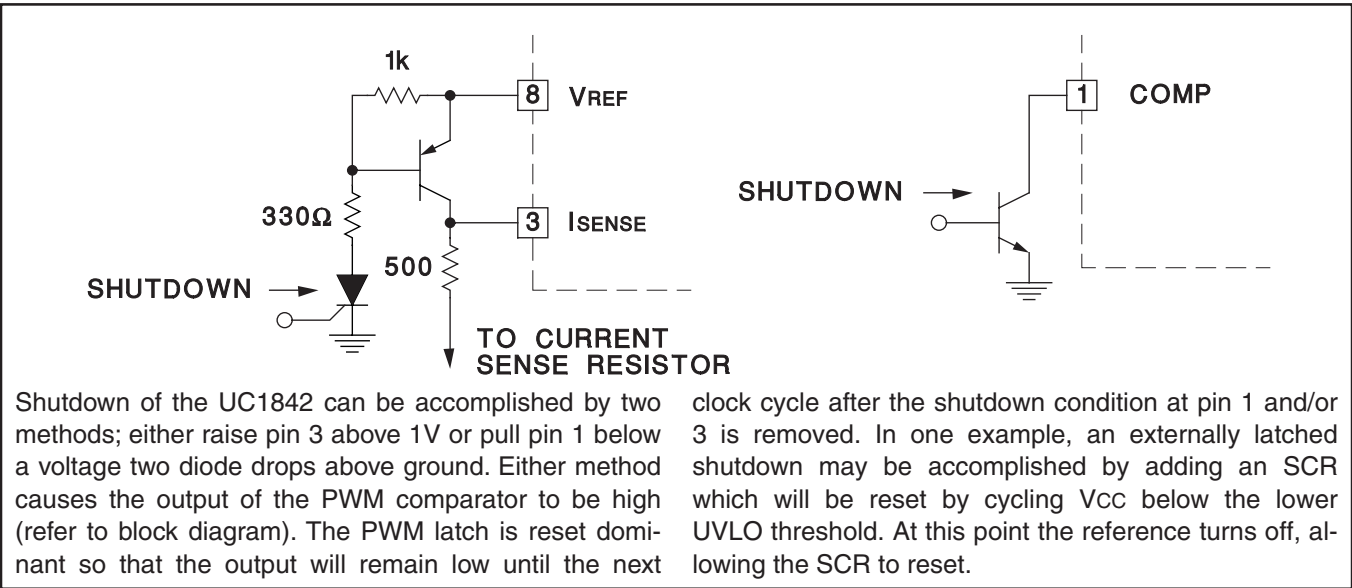
ERROR AMPLIFIER OPEN-LOOP
FREQUENCY RESPONSE



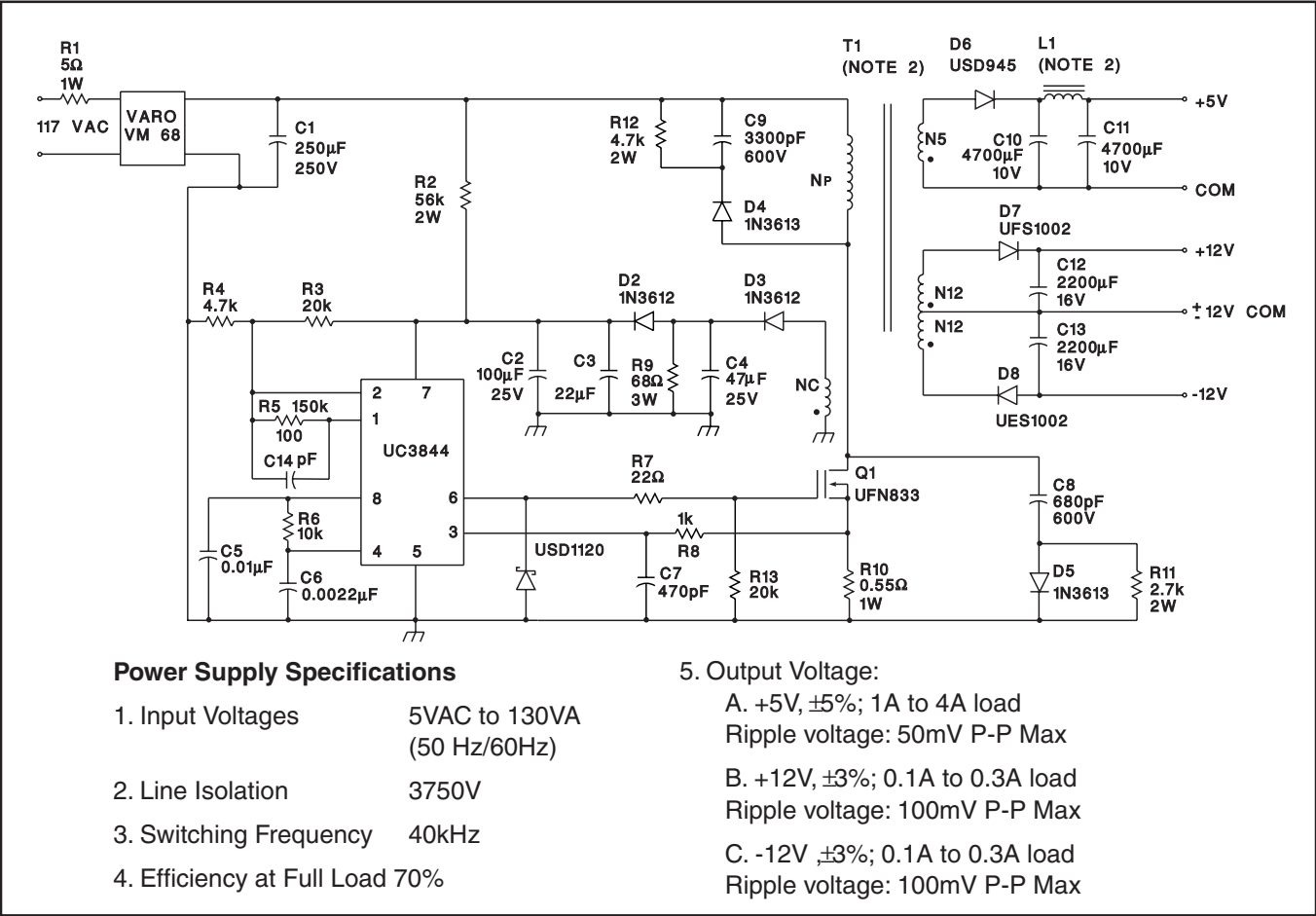
OPEN-LOOP LABORATORY FIXTURE



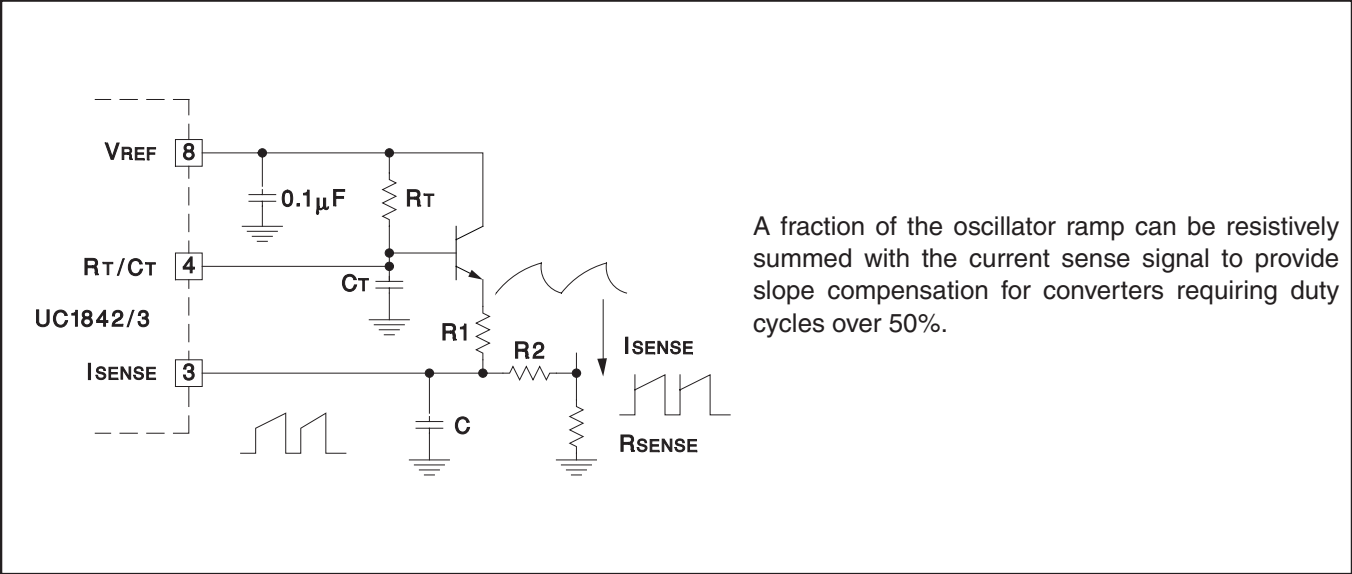
SHUT DOWN TECHNIQUES



OFFLINE FLYBACK REGULATOR



SLOPE COMPENSATION



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

Lista de Artículos

- [1] Kasuito Ogata, “Ingeniería de Control Moderna.”
- [2] Vatché Vorpérian, “Fast Analytical Techniques.”
- [3] R.D.Middlebrook, S.Cuk, “A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages.”
- [4] Richard Tyemersky, “States – Space Models for Current Programmed Pulsewidth Modulated Converters.”
- [5] Yan – Fei, Liu “A General Unified Large Signal Model for Current Programmed DC-DC Converters.”
- [6] Raymond. B. Ridley, “Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators.”
- [7] Vatché Vorpérian, “Simplified Analysis of PWM Converters Using Models of PWM Switch. Part II: Discontinuous Conduction Mode. ”
- [8] Jiang Sun, “Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Mode”
- [9] “Modelado dinámico de convertidores CC-CC”,
http://www.powershow.com/view/287567-ZDgxM/Modelado_dinamico_de_convertidores_CCCC_flash_ppt_presentation
- [10] Lloyd. H. Dixon “Control Loop Cookbook”, Power Supply Desing Seminar, Unitrode, 1996.
- [11] Ridley Engineering, Inc. “An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current – Mode – Control.”
- [12] Robert. W. Erickson “Fundamentals of Power Electronics”
- [13] Mariam. K. Kazimerczuk, “Pulse width Modulated DC-DC Power Converters”
- [14] J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Uceda, M. Rascón and C.Quiñones, “Systematics Approach for Developing Large-Signal Averaged Model of Multiloop PWM Converters”
- [15] D. Dobrenko, “Solving the problem of pulse-skipping oscillations”

